МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ

НАЦИОНАЛЬНЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ «ХАРЬКОВСЬКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ»

До друку дозволяю _____ проф. О.Г. Романовський

В.В.Ивахно, В.В.Замаруев, О.В.Ильина

ВЫБОР И РАСЧЕТ СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

Учебно-методическое пособие

Харьков 2014

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ

НАЦИОНАЛЬНЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ «ХАРЬКОВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ»

В.В.Ивахно, В.В.Замаруев, О.В.Ильина

ВЫБОР И РАСЧЕТ СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

Учебно-методическое пособие

Утверждено редакционно-издательским советом университета, протокол № 1 от 07.06.2013 г.

Харьков НТУ «ХПИ» 2014

УДК 621.314.572:621.314.63 (075.8)

ББК 32.852+32.965.3 я73

И 17

Рецензенты :

Г. Г. Жемеров, докт. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»; В. В. Божко, канд. техн. наук, начальник. Харьковского филиала ГНИЦ железнодорожного транспорта Украины

Авторы:

В.В. Ивахно, канд. техн. наук; В.В. Замаруев, канд. техн. наук; О.В. Ильина, канд. техн. наук.

Викладена методика вибору керованих силових напівпровідникових приладів (польових та біполярних транзисторів з ізольованим затвором) та параметрів драйверів цих приладів, а також діодів та параметрів охолоджувачів стосовно до ряду типових силових схем напівпровідникових перетворювачів електроенергії.

Для студентів спеціальності 6.050802 «Електронні системи».

Ивахно В.В.

И 17 Выбор и расчет силовых полупроводниковых приборов полупроводникового преобразователя электрической энергии: учеб.метод. пособие / В.В. Ивахно, В.В. Замаруев, О.В. Ильина. – Х.: НТУ «ХПИ», 2014. – с.

ISBN

Излагается методика выбора управляемых силовых полупроводниковых приборов (полевых и биполярных транзисторов с изолированным затвором) и параметров драйверов этих приборов, а также диодов и параметров охладителей применительно к ряду типовых схем полупроводниковых преобразователей электроэнергии.

Для студентов специальности «Электронные системы». Ил. 28. Табл. 2. Библиогр.: 5 наим.

> УДК 621.314.572:621.314.63 (075.8) ББК 32.852+32.965.3 я73

> > В.В.Ивахно, © В.В.Замаруев, О.В.Ильина, 2014.

ISBN

ВВЕДЕНИЕ

Силовая электроника (преобразовательная техника) является сегодня электротехнической отраслью, продукция которой жизненно необходима всем другим электротехническим и электроэнергетическим отраслям промышленности и народного хозяйства. Предметом силовой электроники - прикладной области науки и техники является изучение и способов использование практике преобразования на параметров электроэнергии (преобразование переменного тока либо напряжения в постоянный и наоборот, преобразование частоты переменного тока, преобразование величины тока и напряжения и т.п.) при помощи специфических - так называемых силовых - полупроводниковых приборов, входящих в состав полупроводниковых преобразователей, или просто преобразователей. В развитых странах подобному преобразованию подвергается более половины вырабатываемой электроэнергии и эта доля постоянно увеличивается.

В преобразователях силовой полупроводниковый прибор является силовым полупроводниковым ключом (СПК) (электронным переключателем) – полупроводниковым аналогом электромеханического ключа. Современные СПК изготавливаются на высокотехнологических предприятиях по технологиям, подобным технологиям других полупроводниковых приборов. Процесс производства современных СПК является отражением передовых научно-технических достижений с области физики, электроники, автоматики машиностроения. В силу определенных свойств современных СПК – высокое быстродействие (малое время переключения ключа из включенного в выключенное наоборот), высокое предельное значение состояние И пробивного напряжения (до нескольких киловольт), низкое падение напряжения на включенном ключе (от долей вольта до нескольких вольт) и др. – имеет место нарастающий процесс внедрения достижений преобразовательной техники в различные отрасли народного хозяйства. С другой стороны,

высокое качество СПП, их уникальные характеристики открывают широкие возможности совершенствования устройств силовой электроники.

Данное учебное пособие предназначено, прежде всего, для студентов 4-го курса специальности 6.090803 «Электронные системы», изучающих дисциплину «Силовые полупроводниковые приборы» и может быть также полезно при изучении других дисциплин специальности в частях, относящихся к выбору и расчету силовых полупроводниковых приборов полупроводникового преобразователя параметров электроэнергии. Рекомендуется использование материалов пособия при выполнении расчетного задания, которое является частью рабочей программы курса.

Целью выполнения расчетного задания является получение и закрепление практических навыков по выбору типов СПК, используемых в преобразовательной системе, уяснению принципов управления СПК, оценке мощности потерь в СПК, принципов выбора параметров охладителей этих СПК.

В качестве объекта расчета предлагается одна из типовых схем полупроводниковых преобразователей выходной мощностью до нескольких сотен киловатт:

• преобразователя постоянного напряжения, включающего в себя автономный инвертор напряжения, трансформатор, выпрямитель, фильтр;

 трехфазного автономного инвертора напряжения с многократной двухуровневой синусоидальной широтно-импульсной модуляцией;

• трехфазного автономного инвертора напряжения с многократной трехуровневой синусоидальной широтно-импульсной модуляцией.

В пособии рассматривается методика выбора и расчета управляемых СПК указанных выше схем преобразователей: полевых транзисторов с изолированным затвором, как наиболее распространенных и быстродействующих СПК при напряжениях до 500 ÷ 800 В, и биполярных транзисторов с изолированным затвором – при более высоких уровнях напряжения, а также силовых диодов этих преобразователей. Методика

выбора СПК на основе запираемых и обычных тиристоров, мало отличающаяся от методики выбора СПК на основе биполярных транзисторов с изолированным затвором, и диодов, не рассматривается.

Исходными данными для расчета являются:

• силовая схема преобразователя;

• номинальные выходные параметры преобразователя (напряжение, ток, частота, мощность и т.п.);

• частота преобразования f_{SW} ;

• номинальные параметры напряжения на входе преобразователя;

• алгоритм функционирования системы управления преобразователя;

• температура окружающей среды.

В результате выполнения расчетного задания должны быть определены:

• типы СПК, входящих в состав силовой схемы преобразователя;

• требования к драйверам управляемых СПК и, по возможности, – типы интегральных микросхем этих драйверов;

• дана оценка мощности потерь в преобразователе и его коэффициента полезного действия;

• дана оценка требуемых характеристик охладителей СПК.

Пояснительная записка к расчетному заданию оформляется согласно общим требованиям к учебной документации СТП НТУ «ХПИ». Пояснительная записка должна включать:

- титульный лист;
- задание на разработку;
- схему силовой части преобразователя;
- краткое описание работы;
- расчетную часть;
- список использованных источников;

• приложения (характеристики и параметры использованных СПК).

Общий объем записки (без приложений) не должен превышать 15 листов.

СПИСОК УСЛОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

РЗ – расчетное задание;

ПП – полупроводниковый преобразователь;

МОП-ПТ – металл-оксид-полупроводник полевой транзистор (полевой транзистор с изолированным затвором, MOSFET);

СУ – система управления;

СПК – силовой полупроводниковый ключ;

ИМС – интегральная микросхема;

ППН – преобразователь постоянного напряжения;

АИН – автономный инвертор напряжения;

ШИМ – широтно-импульсная модуляция;

КПД – коэффициент полезного действия;

ЭДС – электродвижущая сила;

IGBT – биполярный транзистор с изолированным затвором (Insulated Gate Bipolar Transistor).

1. ПОРЯДОК ВЫБОРА ТРЕБУЕМЫХ СПК ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С МОП-ПТ

Рекомендуется следующий порядок выбора силовых МОП-ПТ и диодов в преобразователе с известным алгоритмом работы этих СПК (порядок выполнения РЗ).

1. Изобразить упрощенную схему ПП, включающую в себя силовой коммутатор на МОП-ПТ, силовые фильтры, силовой трансформатор (если таковой имеется в схеме) и т.п.

2. Определить так называемый базисный режим работы ПП – установившийся режим, при котором наблюдается наибольшая токовая нагрузка СПК. Как правило, такой режим имеет место при минимальном значении входного напряжения (если задан диапазон изменения входного напряжения ПП).

3. Считая на данном этапе компоненты ПП идеальными: фильтры подавляют все высшие гармоники токов и напряжений, кроме основной; СПК не имеют потерь проводимости И динамических потерь (переключаются мгновенно), изобразить осциллограммы токов И напряжений нагрузки и СПК на 1–2 периодах частоты основной гармоники, а также осциллограммы импульсов управления транзисторами.

4. Проанализировать осциллограммы токов и напряжений СПК. Найти величину амплитуды напряжения на диодах и транзисторах U_{VTm} в выключенном состоянии. Определить, какие режимы переключения транзисторов наблюдаются в схеме. Если транзистор включается при нулевом напряжении либо при нулевом токе, то коммутационные потери включения в реальной схеме ПП отсутствуют. Если же при индуктивной нагрузке силового коммутатора имеет место перевод тока С выключающегося диода на включающийся транзистор, то при конечной величине заряда обратного восстановления выключающегося диода в силовом транзисторе возникают дополнительные потери включения (из-за сквозного тока транзистор – диод). Эти дополнительные потери следует учитывать при дальнейшем расчете.

Эффект, подобный указанному выше и приводящий к дополнительным потерям включения транзистора, может также

наблюдаться в преобразователе постоянного напряжения с трансформатором и диодным выпрямителем.

Структурная схема ППН приведена на рис. 1, *a*, где U_d – источник постоянного напряжения; АИН – мостовой или полумостовой автономный напряжения, Т – инвертор трансформатор; В – неуправляемый выпрямитель; Ф – L (LC) фильтр, Н – нагрузка [1]. Пример схемной реализации такого ППН приведен на рис. 1, б. В этом случае, как будет объяснено далее, для уменьшения динамических потерь в МОП-ПТ, частотными свойствами связанных С диодов, В качестве диодов выпрямителя В следует по возможности применять быстрые диоды с малым зарядом обратного восстановления либо диоды Шоттки.



Рисунок 1 – Структура силовой части (а) и пример схемной реализации (б) ППН

При выключении транзистора, в большинстве случаев при относительно низкой для МОП-ПТ частоте переключения (до нескольких десятков килогерц), удается выбрать такие характеристики управления МОП-ПТ, что потери выключения при индуктивной нагрузке коммутатора оказываются существенно меньшими по сравнению с прочими потерями в силовом коммутаторе (потерями проводимости либо суммарными потерями проводимости и включения).

Таким образом, на данном этапе выясняется необходимость учета дополнительных потерь в коммутаторе от сквозных токов.

5. В базисном режиме, на основании заданной мощности на выходе ПП, найти величину действующего выходного тока ПП (для ППН с идеальным выходным фильтром значения действующего и среднего выходных токов совпадают).

Задаваясь приемлемым для данного ПП значением КПД η_{Π} всего преобразователя, дать предварительную оценку мощности допустимых общих потерь и величине входной мощности $P_{\text{вх}}$ ПП.

Пользуясь типичными значениями КПД пассивных компонентов (дроссели и конденсаторы фильтров, трансформатор и т.п.) ПП и двигаясь от выходных зажимов ПП к входным, дают оценку допустимой величине потерь в силовом коммутаторе.

Значения КПД всего преобразователя и пассивных компонентов рекомендуется согласовать с руководителем РЗ.

Если, например, в ППН со структурной схемой, приведенной на рис. 1, a, исходя из величин напряжения $U_{\rm H}$ и мощности $P_{\rm H}$ нагрузки найдена величина действующего тока нагрузки $I_{\rm H}$:

$$I_{\rm H} = \frac{P_{\rm H}}{U_{\rm H}},\tag{1}$$

то при известном типовом значении КПД фильтра η_{ϕ} в данном случае (например, η_{ϕ} =0,99), можно найти требуемую мощность на входе фильтра P_{ϕ} (выходную мощность выпрямителя):

$$P_{\phi} = \frac{P_{\rm H}}{\eta_{\phi}} \tag{2}$$

и дать оценку среднему току диода выпрямителя В:

$$I_{VDAV} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot I_{VTAV} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{0}^{\theta_{\rm H}} i_{VD}(\theta) \cdot d\theta = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{0}^{\theta_{\rm H}} I_{\rm H} \cdot d\theta = I_{\rm H} \cdot \tau_{VD}, (3)$$

где $i_{VD}(\theta)$ – мгновенный ток диода; θ – текущий электрический угол; θ_{μ} – электрический угол проводимости диода; $\tau_{VD} = \theta_{\mu}/(2\pi)$ – коэффициент заполнения импульса тока диода, известный из анализа базисного режима.

Принимая, что для обычных диодов падение напряжения в проводящем состоянии U_F составляет около 1 В, а для частотных

(быстрых) – около 1,5 В, дать оценку мощности потерь в диоде выпрямителя В:

$$P_{VD} = U_F \cdot I_{VDAV} \quad . \tag{4}$$

Суммируя статические потери (потери проводимости) во всех диодах выпрямителя, найти мощность потерь ΣP_{VD} выпрямителя.

Таким образом, известна мощность $P_{\rm B}$ на входе выпрямителя как сумма мощности на входе фильтра $P_{\rm \phi}$ и мощности потерь в выпрямителе $\Sigma P_{\rm VD}$:

$$P_{\rm B} = \Sigma P_{VD} + P_{\phi} = P_{VD} + \frac{P_{\rm H}}{\eta_{\phi}} \quad . \tag{5}$$

На данном этапе можно выбрать тип диода в силовом коммутаторе.

Диоды выбирают исходя из фактического (известного из анализа базисного режима) значения обратного напряжения и среднего тока диода. Фактические значения обратного напряжения диода и его средний ток должны быть меньше номинального (классификационного) значения напряжения U_{RRM} и номинального среднего тока I_{FAV} с учетом коэффициента нагрузки $K_{\rm H}$. Рекомендуемые значения коэффициента нагрузки по току равны $0,6 \div 0,8$, по напряжению – $0,6 \div 0,8$ для преобразователей на напряжение до 400 В и $0,5 \div 0,7$ при более высоких напряжениях. В случае, если величина обратного напряжения диода зависит от режима работы (например, от величины входного напряжения ПП), при выборе типа диода ориентируются на режим, при котором значение величины обратного напряжения наибольшее.

После выбора диода можно уточнить значение мощности потерь в нем и в выпрямителе в целом в соответствии с (4), (5).

Аналогично, задаваясь, например, для ПП (см. рис. 1) типовым в конкретном случае значением КПД трансформатора η_T (например, $\eta_T = (0,90-0,98)$), необходимо дать оценку величины мощности на входе трансформатора P_T : и допустимой мощности потерь ΔP_K в силовом коммутаторе

$$P_T = \frac{P_{\rm B}}{\eta_T} \quad ; \quad \Delta P_{\rm K} = P_{\rm BX} - P_T \quad , \text{ при этом} \quad P_{\rm BX} = \frac{P_{\rm H}}{\eta_{\rm \Pi}} \tag{6}$$

Таким образом, известна величина допустимых с точки зрения общего КПД преобразователя потерь в силовом коммутаторе и величина мощности на входе ПП.

6. На основании полученной из баланса мощностей оценки мощности на входе ПП, с использованием осциллограмм токов, найти параметры выходного тока коммутатора: амплитуду I_{Bm} и действующий ток I_{B} основной гармоники. Найти также величины действующего тока I_{VTRMS} транзисторов и среднего тока I_{VDAV} диодов коммутатора:

$$I_{VTRMS} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{0}^{2\pi} [i_{VD}(\theta)]^2 \cdot d\theta}; \ I_{VDAV} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{0}^{2\pi} i_{VD}(\theta) \cdot d\theta, \qquad (7)$$

где $i_{VT}(\theta)$ и $i_{VD}(\theta)$ – мгновенные значения соответствующих токов; θ – текущий электрический угол.

Для конкретной схемы ПП интегралы в выражениях (7) должны быть конкретизированы с учетом известных параметров осциллограмм токов, в частности, величины $I_{вm}$, формы токов и величин коэффициентов заполнения импульсов тока. На рис. 2 представлены некоторые типовые формы импульсов токов и формулы для расчета соответствующих действующих и средних токов, где I_m – амплитуда импульса тока; $I_{AV(H)}$, $I_{RMS(H)}$ — средний и действующий ток на интервале θ_{μ} импульса; I_{AV} , I_{RMS} – средний и действующий ток за период; τ – коэффициент заполнения импульса

$$I_{AV} = I_{AV(\mathbf{n})} \cdot \tau, \ I_{RMS} = I_{RMS(\mathbf{n})} \cdot \sqrt{\tau} \ . \tag{8}$$

Зная амплитуду напряжения на выключенном транзисторе U_{VTm} , с учетом рекомендуемого коэффициента нагрузки $K_{\rm H}$ по этому параметру (0,6 ÷ 0,8 для напряжений до 400 В) и в наиболее тяжелом в этом смысле режиме (например, при максимальном значении входного напряжения, если это оговорено в задании), определить минимальное значение предельно допустимого напряжения сток – исток U_{DSS} транзистора:

7. Аналогично (4) дать оценку потерям проводимости в обратных диодах силового коммутатора (в случае их наличия в схеме). Если в качестве таковых используются интегрированные в структуру МОП-ПТ диоды (рекомендуется), то для них можно принять $U_F = 1$ В.



Рисунок 2 –. Некоторые типовые импульсы токов силовых полупроводниковых ключей: *а* – прямоугольной, *б* – треугольной, *в* – синусоидальной формы

$$U_{DSS} = \frac{U_{VTm}}{K_{\mu}}.$$
 (9)

Допустимые потери ΣP_{VT} в транзисторах коммутатора находят как разность допустимых потерь коммутатора и потерь в диодах:

$$\Sigma P_{VT} = \Delta P_K - \Sigma P_{VD} \tag{10}$$

Если в силовом коммутаторе имеется несколько транзисторных ключей, то находят допустимую величину мощности потерь $P_{VT}^{(1)}$ в одном, уменьшив ΣP_{VT} в соответствующее число раз.

Мощность потерь $P_{VT}^{(1)}$ может быть разделена на мощность потерь проводимости (мощность статических потерь $P_{(st)}^{(1)}$, или, что то же самое – мощность потерь, связанных с протеканием тока $i_{VT}(\theta)$ через транзистор и вызывающих падение напряжения сток – исток $u_{DS(on)}$ на включенном транзисторе: $u_{DS(on)}=i_{VT}\cdot R_{DS(on)}$, $R_{DS(on)}$ – сопротивление включенного транзистора) и мощность динамических (коммутационных) потерь, связанных с переключениями прибора. Последняя состоит из мощности потерь включения $P_{(on)}^{(1)}$ и выключения $P_{(off)}^{(1)}$:

$$P_{VT}^{(1)} = P_{(st)}^{(1)} + P_{(on)}^{(1)} + P_{(off)}^{(1)}.$$
(11)

На этапе выбора МОП-ПТ можно пренебречь потерями выключения, а при наличии в коммутаторе сквозных токов – задаться величиной отношения статических и динамических потерь

$$P_{(off)} \approx 0; \ P_{(st)} \approx P_{(on)} \approx \frac{P_{VT}^{(1)}}{2}.$$
(12)

После выбора типа прибора фактические потери могут быть уточнены.

Таким образом, на данном этапе известно примерное значение допустимых статических потерь проводимости транзистора.

8. Дать оценку требуемому значению сопротивления транзистора во включенном состоянии *R*_{DS(on)}:

$$R_{DS(on)} < \frac{P_{(st)}}{I_{VTRMS}^2}.$$
 (13)

В (13) предполагается, что такое сопротивление транзистора будет при рабочей температуре кристалла прибора (перехода) T_j . Учет температуры перехода необходим в связи с тем, что величина $R_{DS(on)}$ зависит от температуры согласно приближенному соотношению:

$$R_{DS(on)}^{(T)} = R_{DS(on)}^{(@)} \cdot (1 + K_{(T)} \Delta T_j), \qquad (14)$$

где $R_{DS(on)}^{(T)}$ и $R_{DS(on)}^{(@)}$ – сопротивления транзистора во включенном состоянии при рабочей (T_j) и классификационной $(T^@=25 \text{ °C})$ температурах перехода соответственно; $K_{(T)}$ – температурный коэффициент

сопротивления; $\Delta T_j = T_j - T^{@}$ – превышение рабочей температуры над классификационной. Для МОП-ПТ значение $K_{(T)}$ составляет примерно 0,007 (°C)⁻¹. Хотя современные МОП-ПТ имеют достаточно высокое значение предельно допустимой температуры перехода T_{jm} (175 °C для низковольтных, до 200 В, транзисторов и 150 °C для приборов с U_{DSS} более 200 В), не рекомендуется устанавливать фактическую температуру T_j . выше 0,7-0,8 от T_{jm} из соображений надежности. В согласии с (14) при повышении температуры существенно возрастает величина $R_{DS(on)}^{(T)}$ и, следовательно, величина статических потерь. С другой стороны, снижение температуры T_j . ниже 70...90 °C хотя и приводит к снижению статических потерь, но требует повышения эффективности охлаждения СПП. Поэтому в типовых случаях следует задаться температурой перехода T_j в пределах 90...110 °C, например,

$$T_j = 100 \text{ °C}; \qquad \Delta T_j = T_j - T_{Am}, \qquad (15)$$

где T_{Am} — температура окружающей среды; ΔT_j — перегрев полупроводникового кристалла СПП относительно окружающей среды.

После этого с учетом (14) можно привести фактическое сопротивление $R_{DS(on)}^{(T)}$ к классификационному:

$$R_{DS(on)}^{(@)} < \frac{R_{DS(on)}^{(T)}}{1 + K_{(T)} \cdot (T_j - T^{@})} .$$
(16)

По справочным данным (каталогам) выбрать тип МОП-ПТ исходя из значений U_{DSS} и $R_{DS(on)}^{(@)}$, найденных по (9) и (16).

Рекомендуется при выборе типа МОП-ПТ обратить внимание, прежде всего, на приборы фирм *STMicroelectronics, Vishay, International Rectifier* как фирм, занимающих ведущие места в мировом производстве современных МОП-ПТ.

9. Для выбранного МОП-ПТ, на основании приводимых в справочных данных зависимостей сопротивления $R_{DS(on)}$ от температуры, следует привести сопротивление $R_{DS(on)}^{(@)}$ к рабочей температуре T_j и, в согласии с (13), дать оценку фактической мощности статических потерь $P_{(st)}$ в транзисторе силового ключа.

10. При наличии в коммутаторе сквозных токов следует дать оценку мощности динамических потерь включения МОП-ПТ.

Средняя мощность потерь в транзисторе $P_{(on)}$ может быть найдена, если известна энергия потерь $E_{(on)}$ при одной коммутации. Величина этой энергии зависит от величины коммутируемого тока I_{κ} и напряжения U_{κ} , величины заряда обратного восстановления Q_{rr} диода и скорости нарастания тока транзистора di/dt. Если в базисном режиме происходит включение транзистора при одном и том же токе, средняя мощность потерь включения может быть найдена из выражения

$$P_{(on)} = f_{SW} \cdot E_{(on)}. \tag{17}$$

Если величина коммутируемого тока изменяется на периоде основной гармоники (например, в АИН с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией), то для нахождения $P_{(on)}$ следует использовать среднее значение энергии за этот период

$$P_{(on)} = f_{SW} \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{0}^{2\pi} E_{(on)}(\theta) \cdot d\theta, \qquad (18)$$

где запись функциональной зависимости $E_{(on)}(\theta)$ подчеркивает зависимость энергии потерь включения от текущего значения угла, при котором происходит коммутация.

Для фрагмента контура силовой схемы коммутатора, представленной на рис. 3 (инверторной стойки АИН), в котором происходит коммутация, на рис. 4 представлены осциллограммы переключения.

На рис. 3 стойка АИН представлена включающимся транзистором VT нижнего уровня и выключающимся диодом VD, входящим в состав МОП-ПТ верхнего уровня (на рис. 3 не показан). На рис. 3 обозначен ток затвора i_G , протекание которого приводит ко включению транзистора, и паразитные емкости транзистора: входная емкость C_{iss} затвор – исток и проходная емкость C_{rss} затвор – сток (емкость Миллера).

До начала коммутации (момент t_0 на рис. 4, δ) ток I_{κ} протекает в источник напряжения $U_{\kappa} = U_d$ через диод VD (сплошная кривая линия на рис. 3), а по ее завершении – через транзистор VT (пунктирная линия на этом же рисунке); за время коммутации величина тока I_{κ} практически не меняется. До момента t_0 к выключенному транзистору приложено напряжение U_{κ} , равное в данном случае напряжению источника питания U_d .



Рисунок 3 – Инверторное плечо АИН при включении транзистора



Рисунок 4 – Диаграммы перевода тока с диода на транзистор в инверторном плече АИН

В момент t_0 напряжение затвора u_G начинает нарастать с некоторой скоростью. В момент t_1 это напряжение достигает величины порогового напряжения затвора $U_{G(th)}$, и через транзистор начинает протекать ток (пунктирная линия на рис.3). Этот ток нарастает с некоторой скоростью di/dt, а ток диода – спадает с той же скоростью. В момент t_2 ток

транзистора достигает величины I_{κ} , а ток диода спадает к нулю. Скорость нарастания тока транзистора (спада тока диода) определяется скоростью нарастания напряжения затвора:

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_{\kappa}}{\Delta t_1}; \quad \frac{di}{dt} = g_f \cdot \frac{\Delta U_G}{\Delta t_1}; \quad \frac{di}{dt} = \frac{g_f \cdot i_G}{C_{iss}}, \quad (19)$$

где g_f – крутизна прямой передачи транзистора (указывается в справочных данных), ΔU_G – превышение напряжения u_G над пороговым в момент t_1 .

Два последние выражения отражают связь напряжения затвора с крутизной прямой передачи ($g_f = I_{\kappa} / \Delta U_G$) и скорости нарастания напряжения конденсатора емкостью C_{iss} с его током ($i_G = C_{iss} (\Delta U_G / \Delta t_1)$).

Поскольку до момента начала коммутации в диоде протекал ток, в его структуре был накоплен избыточный заряд, который не может исчезнуть мгновенно. Поэтому токи диода и транзистора после момента t_2 продолжают изменяться с той же скоростью: в транзисторе – нарастать, превышая величину I_{κ} , а в диоде – меняя знак. На рис.3 штрих-пунктирной линией показан путь протекания обратного тока диода, который, суммируясь с током дросселя, образует результирующий ток транзистора – сквозной ток. На интервале протекания сквозного тока напряжение диода мало, а напряжение транзистора – близко к величине U_d .

В момент t_3 концентрация носителей на границе перехода диода достигает термически равновесной, и имеется возможность начала спада тока диода от отрицательного значения к нулю, а транзистора – от $(I_{\kappa}+\Delta I_{\kappa})$ к I_{κ} . При этом появляется возможность спада напряжения транзистора от $U_{\kappa} = U_d$ к нулю. Мгновенному спаду напряжения препятствует емкость Миллера: для полного включения транзистора необходим разряд этой емкости. Практически, разряд емкости Миллера происходит током затвора, и на интервале разряда ($\Delta t_3 = t_4 - t_3$) напряжение затвора не растет, как и ток стока. После разряда емкости Миллера (момент t_4) происходит быстрый спад тока транзистора к величине I_{κ} (момент t_5).

Величина энергии потерь может быть подсчитана как произведение напряжения на заряд.

Диоды, интегрированные в структуру МОП-ПТ, являются относительно быстродействующими: время обратного восстановления t_{rr} составляет 300÷900 нс, величина заряда обратного восстановления Q_{rr} –

несколько микрокулон при классификационном коммутируемом токе до 20–30 ампер. При коммутации таких диодов имеет место соотношение времен (см. рис. 4, δ): $\Delta t_2 \gg \Delta t_3$, $\Delta t_2 \gg \Delta t_4$. Тогда можно считать, что на интервале коммутации напряжение на транзисторе не меняется, и определить энергию потерь как произведение напряжения $U_{\kappa} = U_d$ на суммарную площадь площадок, обозначенных на рис. 4, *a* цифрами 1, 2 и 3:

$$E_{(on)} = U_{\kappa} \cdot \left(Q_{rr} + I_{\kappa} \sqrt{\frac{2 \cdot Q_{rr}}{(di/dt)}} + \frac{I_{\kappa}^{2}}{2 \cdot (di/dt)} \right).$$
(20)

Из (20) видно, что для оценки потерь необходимо знать величины Q_{rr} и di/dt.

Известно, что для диодов величина Q_{rr} примерно пропорциональна величине коммутируемого тока:

$$Q_{rr} = K_Q \cdot I_{\kappa}, \tag{21}$$

где *K*_Q – соответствующий постоянный коэффициент, имеющий размерность [Кл/А], тогда выражение (20) перепишем так:

$$E_{(on)} = U_{\kappa} \cdot \left(K_{Q} \cdot I_{\kappa} + I_{\kappa} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot K_{Q} \cdot I_{\kappa}}{(di/dt)}} + \frac{I_{\kappa}^{2}}{2 \cdot (di/dt)} \right).$$
(22)

Величина Q_{rr} также зависит от температуры перехода T_j . Для большинства МОП-ПТ эта зависимость может быть представлена нормализованным графиком, приведенным на рис. 5.



Рисунок 5 – Типовая нормализованная зависимость заряда обратного восстановления диодов МОП-ПТ от температуры

В справочных данных МОП-ПТ приводятся значения Q_{rr} при классификационном токе и некоторой (классификационной либо максимальной) температуре и рекомендуемом значении di/dt (значения Q_{rr}^* в точках A либо B графика рис. 5). Решая соответствующие треугольники, показанные пунктиром на рис. 5, можно найти скорректированное для конкретной температуры значение Q_{rr} для классификационного тока диода. Затем согласно (21) можно найти значение коэффициента K_Q для указанной в справочных данных величины di/dt.

Типовая нормализованная зависимость величины заряда обратного восстановления от величины di/dt для диодов МОП-ПТ представлена на рис. 6. Здесь в качестве базисного значения Q_{rr} принято его значение при di/dt=100 А/мкс – типовое значение, указываемое в справочных данных. Из графика видно, что, начиная от di/dt = 100 А/мкс и выше величина Q_{rr} изменяется мало. Из (20) видно, что с ростом di/dt величина энергии потерь несколько падает, но при этом растет величина ΔI_{κ} (см. рис. 4, *a*) токовой перегрузки транзистора. Рекомендуется ограничивать величину ΔI_{κ} значением $\Delta I_{\kappa} \leq (2..3)I_{\kappa}$, в противном случае снижается надежность и ухудшается электромагнитная совместимость преобразователя. При малых значениях di/dt снижается быстродействие ключа и возрастает вклад составляющих потерь, зависящих от di/dt на уровне, указанном в справочных данных (для диодов МОП-ПТ это, как правило, 100 А/мкс) [3, с. 361].

Задавшись значением di/dt, из (19) можно найти длительность интервала Δt_1 и требуемую величину включающего тока затвора. Далее, в соответствии с (22), а также (17) либо (18), дают оценку мощности потерь включения $P_{(on)}$.

Если полученное значение $P_{(on)}$ существенно выше по сравнению с ранее задаваемым в (12) и заметно ухудшает КПД, то для снижения энергии потерь включения может быть использовано повышение величины di/dt путем пропорционального увеличения тока затвора. Данный путь целесообразен, если первое слагаемое в (22) меньше двух других либо не очень сильно от них отличается. При этом следует контролировать величину токовой перегрузки ΔI_{κ} . Из рис. 4, *a*, для площадки 1 можно

найти: $\Delta I_{\kappa} \cdot \Delta t_2 = Q_{rr} / 2$; $di/dt = \Delta I_{\kappa} / \Delta t_2$; $\Delta I_{\kappa} = \sqrt{[(di/dt) \cdot Q_{rr}]/2}$. Величина амплитуды тока транзистора $(I_{\kappa} + \Delta I_{\kappa})$ при этом из соображений надежности, с соответствующим запасом, должна быть меньше величины предельно допустимого импульсного тока транзистора (примерно четырехкратного классификационного тока транзистора).



Рисунок 6 – Типовая нормализованная зависимость заряда обратного восстановления диодов МОП-ПТ от скорости спада тока

Если же вклад первого слагаемого в (22) в величину $E_{(on)}$ существенно превышает вклад двух других, можно попытаться уменьшить величину потерь включения, применив схему силового ключа согласно рис. 7.

На схеме рис. 7 последовательно с каждым из двух транзисторов – верхнего VT_H и нижнего VT_L – введены низковольтные диоды Шоттки VD_{SH} и VD_{SL} соответственно, обладающие малым падением напряжения во включенном состоянии. Каждый такой составной ключ шунтирован быстрым диодом VD_{RH} и VD_{RL} соответственно.

Ток I_{κ} на интервале включенного ключа верхнего уровня (показано сплошной линией) протекает через диод VD_{RH} , а наличие диода VD_{SH} блокирует работу диода VD транзистора. В результате потери включения транзистора (в данном случае VT_L) определяются частотными свойствами не диода VD, интегрированного в структуру МОП-ПТ, а быстрого диода VD_{RH} .



Рисунок 7 – Схема инверторной стойки с уменьшенными потерями включения транзисторов

Современные быстрые диоды имеют несколько более высокое падение напряжения во включенном состоянии по сравнению с обычными, что увеличивает статические потери в силовом коммутаторе, но существенно меньшую (более чем на порядок) величину Q_{rr} при тех же токах и напряжениях, что и диоды, входящие в структуру МОП-ПТ. У дискретных быстрых диодов гораздо сильнее выражена зависимость Q_{rr} от температуры.

Процесс перевода (см. рис. 4) тока с диода на транзистор в схеме рис. 3 отличается от аналогичных характеристик схемы рис. 7 тем, что нельзя пренебречь длительностью интервала Δt_4 , но по-прежнему можно – длительностью интервала Δt_3 . Для учета влияния длительности интервала Δt_4 на величину потерь $E_{(on)}$ вводят так называемый снэп-фактор (snappiness-factor) *a*:

$$a = \frac{\Delta t_4}{\Delta t_2}.$$
(23)

Часто значения снэп-фактора a приводят в справочных данных на диод. В большинстве случаев (для быстрых кремниевых диодов на основе p-n переходов) величина снэп-фактора близка к 1. При реальных скоростях спада тока di_F/dt величина заряда Q_{rr} слабо зависит от величины di_F/dt и примерно пропорциональна величине коммутируемого тока.

Знание величины Q_{rr} позволяет дать оценку величины амплитуды выброса тока обратного восстановления (см. рис. 4):

$$I_{RRM} = \sqrt{2 \cdot \left(di_F / dt \right) \cdot Q_{rr} \cdot \frac{a}{a+1}}.$$
 (24)

Величина t_{rr} сильно зависит от температуры: обычно значение t_{rr} удваивается при изменении температуры от 25 °C до 125 °C; то же можно сказать и о температурной зависимости заряда Q_{rr} .

При введении снэп-фактора *а* и учете площадок 4 и 5 (см. рис. 4) выражение (20) примет следующий вид:

$$E_{(on)} = U_{\kappa} \cdot \left(Q_{rr} + I_{\kappa} \cdot \left[\sqrt{\frac{2 \cdot Q_{rr}}{(a+1) \cdot (di/dt)}} + \sqrt{\frac{2 \cdot Q_{rr} \cdot a}{(a+1) \cdot (di/dt)}} \right] + \frac{I_{\kappa}^{2}}{2 \cdot (di/dt)} \right) = U_{\kappa} \cdot \left(Q_{rr} + I_{\kappa} \cdot \left[\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{a+1}} \cdot \left(\sqrt{a} + 1 \right) \right] \cdot \sqrt{\frac{Q_{rr}}{(di/dt)}} + \frac{I_{\kappa}^{2}}{2 \cdot (di/dt)} \right).$$

$$(25)$$

Диоды VD_{RH} и VD_{RL} выбирают по величине среднего тока и обратного напряжения (см. п. 6). Задаются рабочей температурой перехода 0,7-0,8 от максимально допустимой температуры перехода и по справочным данным приводят величину Q_{rr} диода при номинальном токе к рабочей температуре. Устанавливают рекомендуемую в справочных данных величину *di/dt*. Находят величину коэффициента K_Q для диода из (21), находят по справочным данным значение снэп-фактора и по (25) дают оценку энергии потерь $E_{(on)}$ транзистора.

Следует также выбрать тип низковольтного диода Шоттки VD_{SH} и VD_{SL} по величине среднего тока транзистора и дать оценку связанных с этим диодом дополнительных статических потерь силового коммутатора.

В ППН со структурной схемой рис. 1 при применении в выпрямителе В диодов на основе *p-n* перехода, также имеются добавочные потери включения транзисторов. Методика оценки таких потерь подобна изложенной выше. В диодах выпрямителя на интервалах нулевого напряжения на обмотках трансформатора в соответствии с алгоритмом ШИМ ток дросселя фильтра протекает через все диоды выпрямителя и в диодах накапливается избыточный заряд. При включении транзисторов АИН на время обратного восстановления диодов выпрямителя имеет место короткое замыкание трансформатора, и через включенные транзисторы протекает значительный дополнительный (сквозной) ток, вызывая во включающемся транзисторе дополнительные потери включения. Поэтому в качестве диодов выпрямителя В на частотах от нескольких килогерц и выше следует использовать быстрые диоды.

Для оценки энергии потерь включения, связанных С восстановлением выпрямителя, диодов можно воспользоваться выражением (24), подставляя в него вместо Q_{rr} диода (приведенного к рабочей температуре диода и при рекомендованном для диода значении *di/dt*) и *di/dt* диода значения токов и напряжений, коммутируемые транзистором. При этом

$$Q_{rr}^{(1)} = \frac{Q_{rr}^{(2)}}{K_T}; \qquad (di/dt)^{(1)} = \frac{(di/dt)^{(2)}}{K_T}, \qquad (26)$$

где K_T — коэффициент трансформации, равный отношению числа витков первичной обмотки w_1 к числу витков вторичной обмотки w_2 трансформатора ($K_T = w_1 / w_2$). Верхние индексы в скобках показывают, к какой стороне трансформатора – первичной или вторичной – приводятся входящие в (26) величины.

Таким образом, оценку для потерь $E_{(on)}$ транзистора можно получить так:

$$E_{(on)} = U_{\kappa} \cdot \left(\frac{Q_{rr}}{K_{T}} + I_{\kappa}^{(VT)} \cdot \left[\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{a+1}} \cdot \left(\sqrt{a} + 1\right)\right] \cdot \sqrt{\frac{Q_{rr}}{(di/dt)^{(VD)}}} + \frac{\left[I_{\kappa}^{(VT)}\right]^{2} \cdot K_{T}}{2 \cdot (di/dt)^{(VD)}}\right), \quad (27)$$

где Q_{rr} – заряд обратного восстановления диода при коммутируемом им токе, рекомендованном значении $(di/dt)^{(VD)}$ диода и рабочей температуре перехода диода; a – снэп-фактор диода; K_T – коэффициент трансформации; $I_{\kappa}^{(VT)}$ и U_{κ} – коммутируемые транзистором ток и напряжение.

По-прежнему величина Q_{rr} пропорциональна коммутируемому диодом току $I_{\kappa}^{(VD)}$:

$$Q_{rr} = K_Q^{(VD)} \cdot I_{\kappa}^{(VD)} = K_Q^{(VD)} \cdot I_{\kappa}^{(VT)} \cdot K_T, \qquad (28)$$

где $K_Q^{(VD)} = Q_{rr}^{(@)} / I_{FAV}$ – отношение значения Q_{rr} (с учетом рабочей температуры) при классификационном токе к величине I_{FAV} этого тока.

Зная di/dt (VT) (см. (26)), по формулам (19) с учетом известных значений g_f и C_{iss} транзистора, следует найти требуемую величину включающего тока затвора i_{G} в этом случае.

11. Далее необходимо определить требуемую величину тока затвора транзистора при выключении.

Для схемы коммутатора, представленной на рис. 8, на рис. 9 изображены диаграммы выключения МОП-ПТ при коммутации индуктивной нагрузки и пренебрежимо малой индуктивности контура коммутации (типовой случай).



Рисунок 8 – Инверторная стойка АИН при выключении транзистора



Рисунок 9 – Диаграммы перевода тока с транзистора на диод в инверторном плече АИН

До момента t_0 ток транзистора, равный I_{κ} , протекает по пути, показанном на рис. 8 сплошной линией; по окончании коммутации – через обратный диод VD (пунктирная линия). В момент t_1 через затвор транзистора начинает протекать вытекающий ток затвора i_G , разряжая входную емкость транзистора C_{iss} , и напряжение затвора u_G в момент t_1 падает до величины, не позволяющей далее поддерживать в транзисторе ток величины I_{κ} :

$$u_{G} = U_{G(th)} + \Delta U_{G} = U_{G(th)} + \frac{I_{\kappa}}{g_{f}}.$$
(29)

При отсутствии емкости Миллера C_{rss} ток стока начал бы спадать, но емкость Миллера не может быть мгновенно заряжена, поскольку для ее заряда необходим ток. На интервале $\Delta t_1 = t_2^{\circ} - {}^{\circ}t_1$ емкость Миллера заряжается током i_G , в результате напряжение u_{DS} сток – исток растет приближенно по линейному закону и в момент t_2 достигает величины U_{κ} (в данном случае – U_d). В момент t_2 включается обратный диод, до этого выключенный, поскольку к нему было приложено обратное напряжение $U_d - u_{DS}$.

На интервале Δt_1 практически весь ток затвора расходуется на заряд емкости Миллера, и напряжение затвора остается на уровне, определяемом (29). По окончании этого интервала током i_G продолжает разряжаться входная емкость C_{iss} . Напряжение затвора в момент t_3 (по истечении интервала $\Delta t_2 = t_3 - t_2$) спадает до величины $U_{G(th)}$, и ток транзистора становится равным нулю.

Величину энергии коммутационных потерь выключения $E_{(off)}$ можно найти, вычислив величины энергий E_1 и E_2 на интервалах Δt_1 и Δt_2 :

$$E_{(off)} = E_1 + E_2 = \frac{I_{\kappa} \cdot U_{\kappa} \cdot \Delta t_1}{2} + \frac{I_{\kappa} \cdot U_{\kappa} \cdot \Delta t_2}{2}, \qquad (30)$$

где учтено, что на интервале Δt_1 ток транзистора не меняется, а на интервале Δt_2 постоянным является напряжение сток – исток.

Длительность интервала Δt_1 можно найти, задавшись величиной тока затвора i_G и зная из справочных данных величину заряда емкости Миллера Q_{gd} :

$$\Delta t_1 = \frac{Q_{gd}}{i_G},\tag{31}$$

а при известной величине тока затвора – длительность интервала Δt_2 . Для этого следует воспользоваться связью между величинами ΔU_G , g_f и C_{iss} :

$$i_G = C_{iss} \cdot \frac{\Delta U_g}{\Delta t_2}; \quad \Delta U_g = \frac{I_\kappa}{g_f}$$
 (32)

На основании формул (30) – (32), показывающих связь между соответствующими справочными данными транзистора и током затвора i_G , с одной стороны, и энергией коммутации $E_{(off)}$ и коммутируемым током I_{κ} и напряжением U_{κ} , с другой стороны, можно получить:

$$E_{(off)} = E_1 + E_2 = \frac{I_{\kappa} \cdot U_{\kappa}}{2} \cdot \frac{Q_{gd}}{i_G} + \frac{I_{\kappa}^2 \cdot U_{\kappa}}{2} \cdot \frac{C_{iss}}{g_f \cdot i_G}.$$
 (33)

Из (33) видно, что величина коммутационных потерь при конкретном режиме коммутации зависит от величины тока управления затвором i_G . При выборе величины этого тока следует в полной мере использовать высокие частотные свойства МОП-ПТ при выключении индуктивной нагрузки.

В большинстве случаев удается обеспечить такую величину выключающего тока затвора, чтобы величина коммутационных потерь выключения была существенно меньше прочих потерь – статических потерь и потерь включения (если последние имеются) в силовом коммутаторе. В этом случае потерями выключения можно было бы пренебречь (для оценки потерь достаточна точность до 10 %):

$$P_{(off)} \le \left(P_{(on)} + P_{(st)}\right) \cdot \left(0, 1 - 0, 075\right). \tag{34}$$

При обеспечении величины тока i_G для удовлетворения требований (34), как правило, длительность интервала Δt_2 оказывается в несколько раз меньше, чем длительность интервала Δt_1 . Поэтому для выбора величины тока i_G часто в (33) достаточно отбросить второе слагаемое в правой части равенства.

Если в силовом коммутаторе выключение происходит при одном и том же токе, то величина потерь $P_{(off)}$ может быть найдена аналогично (17):

$$P_{(off)} = E_{(off)} \cdot f_{SW}, \qquad (35)$$

в противном случае – аналогично (18):

$$P_{(off)} = \frac{f_{SW}}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{0}^{2\pi} E_{(off)}(\theta) \cdot d\theta \,. \tag{36}$$

После нахождения требуемой величины выключающего тока затвора, обеспечивающего допустимое значение потерь $P_{(off)}$ транзистора, можно выбрать тип ИМС драйвера. Рекомендуется в качестве драйверов затвора при напряжении U_d менее 600 В выбрать ИМС фирмы International Rectifier, выпускающей большое количество типов драйверов МОП-ПТ в токовом диапазоне выходных токов от 100 мА до 2 А.

Выбрав драйвер с выходным током, близким к величине, определенной выше, по формулам (33), а также (35) либо (36) следует уточнить фактическую величину мощности потерь $P_{(off)}$.

Таким образом, на данном этапе выбрана величина выключающего транзистор тока затвора и дана оценка динамических потерь выключения транзисторов.

12. Далее следует дать оценку общей мощности потерь в преобразователе и его КПД, а также определить необходимость в охладителях СПК и их характеристики (тепловое сопротивление охладитель – окружающая среда $R_{(th)cAm}$, площадь поверхности охлаждения).

Оценка КПД:

$$\eta_{\Pi} = \frac{P_{_{\rm H}}}{P_{_{\rm H}} + P_{_{\Sigma}}},\tag{37}$$

где P_{Σ} — сумма всех мощностей потерь в силовых компонентах преобразователя, оценки которых были даны ранее (в том числе статических и динамических потерь в МОП-ПТ, потерь в диодах, входящих в состав СПК, в других диодах, трансформаторе и т. п.).

Для оценки параметров охладителей следует воспользоваться эквивалентной схемой теплопередачи, отражающей подобие уравнений, характеризующих теплопередачу в установившемся тепловом режиме, с законом Ома:

$$\Delta T_{jAm} = P \cdot R_{(th)jAm},\tag{38}$$

где $\Delta T_{jAm} = T_j - T_{Am}$ – перегрев кристалла СПК относительно температуры окружающей среды; P – мощность, выделяемая в приборе (мощность потерь); $R_{(th)jAm}$ – тепловое сопротивление участка кристалл (переход) – окружающая среда, имеющее размерность °C/Вт (либо К/Вт). При сравнении с законом Ома для электрической цепи

$$\Delta U = I \cdot R \tag{39}$$

видно подобие формул: разность температур ΔT_{jAm} соответствует разности электрических потенциалов (напряжению) ΔU на концах участка цепи; тепловая мощность *P* соответствует величине электрического тока *I*, протекающего через участок цепи; $R_{(th)jAm}$ и *R* – коэффициенты пропорциональности (тепловое сопротивление и электрическое сопротивление соответственно). На рис. 10 изображена электрическая схема, отражающая уравнение (38):



Рисунок 10 – Эквивалентная схема участка теплопередачи

На схеме рис. 10 показаны два тепловых сопротивления: тепловое сопротивление переход – корпус прибора $R_{(th)jc}$, указываемое в справочных данных СПК, и тепловое сопротивление $R_{(th)sAm}$ охладитель – окружающая среда (подлежит определению). Тепловым сопротивлением $R_{(th)cs}$ между корпусом прибора и охладителем пренебрегаем.

В соответствии с эквивалентной электрической схемой рис. 10 при известной из задания температуры окружающей среды T_{Am} , найденной ранее оценке мощности потерь в СПК P и выбранном ранее значении температуры кристалла T_j можно найти требуемое значение $R_{(th)j-Am}$ теплового сопротивления переход – окружающая среда и теплового сопротивления $R_{(th)sAm}$ охладителя (участка охладитель – окружающая среда):

$$R_{(th)j-Am} = R_{(th)jc} + R_{(th)sAm} = \frac{\left(T_j - T_{Am}\right)}{P}; R_{(th)sAm} = R_{(th)j-Am} - R_{(th)jc}.$$
(40)

Если необходимое значение теплового сопротивления $R_{(th)j-Am}$ между переходом и окружающей средой превышает справочное значение теплового сопротивления переход – окружающая среда $R_{(th)jAm}$ СПК, то в таком случае специальный охладитель не нужен.

Величина теплового сопротивления охладителя связана с его геометрическими размерами, в частности, с величиной площади поверхности охлаждения *S*:

$$R_{(th)sAm} = \frac{1}{S \cdot \alpha},\tag{41}$$

где α — коэффициент теплопередачи [Bт/(м².°C)]. Для естественного воздушного охлаждения и пластинчатого охладителя принимается обычно $\alpha = 12$ Bт/(м².°C), для оребренного охладителя – $\alpha = 5$ Bт/(м².°C).

На этом расчеты завершают.

2. ОСОБЕННОСТИ ВЫБОРА IGBT В КАЧЕСТВЕ СПК ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ И ОЦЕНКИ МОЩНОСТИ ПОТЕРЬВ НЕМ

При напряжениях свыше 700 В до 3 – 6 кВ и токах от нескольких до сотен ампер в диапазоне частот переключений от нескольких сотен герц до килогерц в качестве СПК нескольких десятков преобразователя целесообразно применять IGBT. Для токов свыше 50 A IGBT выпускаются в виде силовых модулей, включающих в себя законченную схему силового коммутатора либо фрагмент этой схемы. При наличии альтернативы следует отдавать предпочтение силовым модулям с большей степенью интеграции элементов, которые обеспечивают более высокую надежность, эффективный отвод тепла, позволяют уменьшить габариты преобразователя и т.п.

При выборе применяемого IGBT-модуля в конкретной схеме преобразователя ориентируются прежде всего на предельные параметры IGBT – предельно допустимый (номинальный) ток I_C и предельное напряжение коллектор-эмиттер U_{CES} , а также на величину номинального тока I_{Cnom} при определенной рабочей температуре: фактическое мгновенное значение тока прибора (за исключением выбросов тока при

коммутации, а также в аварийных режимах) не должно превышать значение *I*_{Cnom} с запасом – как правило, 20÷30 % - м.

Фактическое мгновенное напряжение на выключенном транзисторе (без учета коммутационных перенапряжений) должно быть примерно в 2 раза ниже величины U_{CES} .

На выбор типа прибора для конкретного применения влияет соотношение статических и динамических потерь в приборе на данной частоте переключений, достигаемое при данной технологии изготовления IGBT и обратного диода.

Для оценки статических потерь необходимо предварительно определить значения средних и действующих токов IGBT и диодов, а также величины пороговых напряжений и дифференциальных сопротивлений приборов (отдельно для IGBT и диода) и далее воспользоваться выражениями:

 $P_{VT(st)} = I_{VTAV} \cdot U_{CE(TO)} + I_{VTRMS}^2 \cdot r_T; P_{VD(st)} = I_{VDAV} \cdot U_{EC(TO)} + I_{VDRMS}^2 \cdot r_D,$ (42) где r_T – дифференциальное сопротивление IGBT транзистора; r_D – дифференциальное сопротивление диода; $U_{CE(TO)}$ – пороговое напряжение IGBT транзистора; $U_{EC(TO)}$ – пороговое напряжение диода.

Первые слагаемые сумм в (42) учитывают мощность потерь в противо-ЭДС эквивалентной схемы включенного прибора, а вторые слагаемые – мощность потерь в дифференциальном сопротивлении этой эквивалентной схемы.

Дифференциальное сопротивление IGBT транзистора r_T и его пороговое напряжение $U_{CE(TO)}$ определяются исходя из параметров приводимой в справочных данных на прибор прямой ветви вольтамперной характеристики $I_C = f(V_{CE(sat)})$, путем аппроксимации ее двумя отрезками прямых *OA* и *AD* – как показано на рис. 11. Для такой аппроксимации на графике функции $I_C = f(V_{CE(sat)})$, через точки этого графика, соответствующие значениям тока коллектора 0,5 I_{Cnom} и 1,5 I_{Cnom} (точки *B* и *C* на рис. 11, *a*) проводят прямую. Точка пересечения этой прямой с осью абсцисс (точка *A*) дает значение порогового напряжения $V_{CE(TO)}$, а котангенс угла φ наклона линии *AD* – величину r_T , имеющей размерность и смысл сопротивления. В результате IGBT во включенном



Рисунок 11 – Аппроксимация прямой ветви вольт-амперной характеристики IGBT (либо диода) двумя отрезками прямых (*a*) и эквивалентный двухполюсник (*б*)

состоянии может быть представлен эквивалентным двухполюсником согласно схеме рис. 11, б. Его параметры могут быть найдены из выражений

$$r_{T} = \frac{U_{CE(sat)}[1,5I_{Cnom}] - U_{CE(sat)}[0,5I_{Cnom}]}{I_{Cnom}};$$
(43)

$$U_{CE(TO)} = 1,5 \cdot U_{CE(sat)}[0,5I_{Cnom}] - 1,5 \cdot U_{CE(sat)}[0,5I_{Cnom}], \qquad (44)$$

где *U*_{*CE*(*sat*)} – напряжение насыщения IGBT транзистора.

Пороговое напряжение диода $U_{EC(TO)}$ и его дифференциальное сопротивление r_D определяются аналогично транзистору:

$$U_{CE(TO)} = 1,5 \cdot U_{EC(sat)}[0,5I_{Cnom}] - 1,5 \cdot U_{EC(sat)}[0,5I_{Cnom}];(45)$$

$$r_{D} = \frac{U_{CE(sat)}[1,5I_{Cnom}] - U_{CE(sat)}[0,5I_{Cnom}]}{I_{Cnom}}.$$
(46)

При определении потерь переключения обычно оценивают энергию потерь включения $E_{(on)}$, энергию потерь выключения $E_{(off)}$ транзистора и энергию потерь выключения обратного диода транзистора $E_{(rec)}$. Величину энергии потерь включения и выключения $E_{(on)}$, $E_{(off)}$ и $E_{(rec)}$ находят (при постоянной величине коммутируемого тока I_{Cm}), считая соответствующие потери $E_{(on)}$, $E_{(off)}$ и $E_{(rec)}$ при фактическом токе I_{Cm} пропорциональными относительно значениям этих потерь при номинальном токе I_{Cnom} и номинальном напряжении U_{CEnom} :

$$P_{SW} = f_{SW} \cdot E_{SW} \cdot \left(\frac{I_{Cm}}{I_{Cnom}}\right)^{K_I} \cdot \left(\frac{U_{CC}}{U_{CCnom}}\right)^{K_U} \cdot G_I, \qquad (47)$$

где f_{SW} — частота переключений (преобразования); E_{SW} — номинальная энергия: выключения $E_{(on)}$, выключения $E_{(off)}$ IGBT либо $E_{(rec)}$ обратного диода соответственно при номинальном токе I_{Cnom} — характеризующий параметр прибора выбранного типа при номинальной величине сопротивления в цепи затвора R_G (из справочных данных); U_{CC} фактическое значение коммутируемого напряжения; U_{CCnom} — номинальное коммутируемое напряжение; K_U , K_I , G_I — безразмерные поправочные коэффициенты для учета отклонения от условий измерения энергии потерь; типичные значения которых приведены в табл. 1.

Величины энергий при фактическом токе I_{Cm} и номинальной величине сопротивления резистора R_G затвора прибора можно также найти непосредственно из графиков соответствующих зависимостей и привести к фактическому напряжению U_{CC} аналогично. Затем следует, зная энергии составляющих коммутационных потерь, найти величины соответствующих мощностей, умножив величины этих энергий на частоту преобразования f_{SW} : $P_{SW} = f_{SW} \cdot E_{SW}$.

Коэффициенты	IGBT	Диод
K_U	1,4	0,6
K _I	1	0,6
G_I	1	1,15

Таблица 1 – Типовые значения поправочных коэффициентов для учета отклонения от условий измерения энергии потерь

Если же величина коммутируемого тока IGBT меняется по закону синусоиды (в преобразователях с синусоидальной ШИМ), то для нахождения средней величины энергии потерь на периоде низкочастотной синусоидальной огибающей тока следует энергию коммутации на периоде ШИМ E_{SW} проинтегрировать по периоду огибающей. В результате усреднения можно получить среднюю мощность потерь соответствующей составляющей

$$P_{SW} = f_{SW} \cdot E_{SW} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \left(\frac{I_{Cm}}{I_{Cnom}}\right)^{K_I} \cdot \left(\frac{U_{CC}}{U_{CCnom}}\right)^{K_U} \cdot G_I, \qquad (48)$$

где учтено, что коммутация каждого из четырех ключей (двух транзисторов и двух диодов) инверторной стойки производится в течение полупериода низкочастотной огибающей выходного напряжения АИН.

Общие потери в транзисторной и диодной частях прибора есть сумма соответствующих статических и динамических потерь:

$$P_{VT} = P_{VT(st)} + P_{(on)} + P_{(off)}; \quad P_{VD} = P_{VD(st)} + P_{(rec)}.$$
(49)

При заданных значениях температур кристалла (перехода) и окружающей среды $T_{j(VT)}$, T_{Am} (например, 125 °C и 40 °C), мощностей P_{VT} и P_{VD} из эквивалентной схемы теплопередачи модуля, приведенной на рис. 12, можно получить требуемую величину теплового сопротивления охладителя $R_{(th)sAm}$ [K/BT] и дать оценку температуры перехода диода:

$$R_{(th)sAm} = \frac{T_{j(VT)} - P_{VT} \cdot \left(R_{(th)jc(VT)} + R_{(th)cs(VT)}\right) - T_{Am}}{P_{VT} + P_{VD}}; \quad (50)$$

$$T_{j(VD)} = P_{VD} \cdot \left(R_{(th)jc(VD)} + R_{(th)cs(VD)} \right) - P_{VT} \cdot \left(R_{(th)jc(VT)} + R_{(th)cs(VT)} \right) + T_{j(VT)}.(51)$$

На рис. 12 показаны тепловые сопротивления $R_{(th)cs(VD)}$ и $R_{(th)cs(VT)}$ участков теплопередачи корпус прибора – охладитель для диодной и транзисторной частей прибора, которыми, в отличие от случая МОП-ПТ, как правило, пренебречь нельзя (указываются в справочных данных).



Рисунок 12 – Эквивалентная схема теплопередачи модуля

Далее, исходя из найденного значения требуемого теплового сопротивления охладителя, подбирают соответствующий тип охладителя и способ охлаждения (естественное, принудительное воздушное, жидкостное и т.п.) и, исходя из фактического значения величины $R_{(th)sAm}$, уточняют

фактические величины температур переходов транзистора и диода по (50), (51).

3. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА

3.1. Выбор силовых ключей и оценка потерь в трехфазном АИН с синусоидальной ШИМ

Упрощенная схема силовой части АИН представлена на рис. 13. Она является типовой для АИН, предназначенного для асинхронного электропривода.



Рисунок 13 – Упрощенная схема силовой части трехфазного АИН

Силовая часть состоит из трех одинаковых инверторных стоек фаз *A*, *B* и *C* (изображена одна стойка); в каждую фазу симметричной 3-фазной нагрузки (например, 3-фазного асинхронного двигателя *AD*) введен идеальный Г-образный *LC* фильтр ИФ. Номинальное значение фазного выходного напряжения $U_{el} = 380$ В; коэффициент мощности нагрузки $\cos\varphi = 0.85$; частота несущей синусоидальной ШИМ (частота модуляции) $f_M = 750$ Гц; частота основной гармоники выходного напряжения f = 50 Гц; коэффициент модуляции K_M (отношение амплитуды основной гармоники выходного напряжения U_{em} к половине напряжения U_d : $K_M = 2 \cdot U_{Bm} / U_d$) равен 1; мощность нагрузки $P_{\rm H} = 90$ кВт, температура окружающей среды $T_{Am} = 40^{\circ}$ С.

Если установить делитель входного напряжения и среднюю точку делителя «0» соединить с общей точкой 3-фазной нагрузки, как это показано на рис. 13 пунктиром, то работа фаз АИН становиться независимой друг от друга, что позволяет упростить получение расчетных соотношений. Появляющиеся в этом случае в фазном токе токи нулевой последовательности будут отсутствовать в силу принятого положения об идеальности фильтров [1].

Процессы формирования основной гармоники выходного фазного напряжения $u_{B1}(\theta) = U_{Bm} \cdot \sin \theta$ (θ – текущее значение угла частоты f выходного напряжения) показаны на рис. 14. На рис. 14, a показаны процессы в системе управления, включающей в себя (см. рис. 15) генератор пилообразного напряжения (ГПН), генератор синусоидального напряжения (Г*sin*), ШИМ-компаратор К, демультиплексор (распределитель импульсов), в данном случае – инвертор И, и драйверы (Др1 и Др2) силовых IGBT *VT*1 и *VT*2.

Частота треугольных импульсов генератора ГПН равна f_M , их амплитуда – $U_{\Gamma\Pi Hm}$; частота выходного напряжения u_y генератора Г*sin* с амплитудой U_{ym} равна частоте f = 1 / T основной гармоники. В моменты равенства сигналов генераторов происходят переключения компаратора и переключения силовых транзисторов в силовом коммутаторе. В результате выходное напряжение коммутатора представляет собой прямоугольные импульсы с амплитудой $\pm U_d / 2$, следующие с частотой f_M , относительная ширина которых $\tau(\theta) = t_{\mu} / T_M$ (см. рис. 14,6) зависит от текущего значения угла $\theta(t_{\mu}$ — длительность положительных импульсов, $T_M = 1 / f_M$).


Рисунок 14 – Формирование основной гармоники выходных токов и напряжений АИН



Рисунок 15 – Фрагмент системы управления АИН

При таком способе формирования выходного напряжения $u_{\rm B}$ фазы коммутатора среднее за интервал $\Delta \theta$ значение выходного напряжения (текущее значение напряжения $u_{\rm B1}(\theta)$ основной гармоники) пропорционально разности площадей положительного и отрицательного импульсов на рис. 16,6:

$$u_{\rm B1}(\theta) = U_d \cdot \frac{\Delta \theta_2 - \Delta \theta_1}{2 \cdot \Delta \theta}.$$
 (52)



Рисунок 16 – Формирование фазного напряжения коммутатора

Для того чтобы напряжение
$$u_{e1}(\theta)$$
 изменялось по закону синусоиды:
 $u_{e1}(\theta) = U_{em} \cdot \sin \theta$, (53)

текущие значения коэффициента заполнения $\tau(\theta)$ и дополняющая его до единицы величина 1 – $\tau(\theta)$ должны изменяться по законам:

$$\tau(\theta) = \frac{\left(1 + K_M \cdot \sin\theta\right)}{2}; \quad 1 - \tau(\theta) = \frac{\left(1 - K_M \cdot \sin\theta\right)}{2}, \qquad (54)$$

где

$$K_{M} = \frac{2 \cdot U_{\text{BM}}}{U_{d}} = \frac{U_{\text{ym}}}{U_{\Gamma\Pi Hm}}.$$
(55)

При синусоидальном напряжении фазы (идеальный фильтр подавляет все гармоники, кроме основной) фазный ток также будет иметь форму синусоиды с соответствующим фазным углом нагрузки ф

$$i_{\rm\scriptscriptstyle B}(\theta) = I_{\rm\scriptscriptstyle BM} \cdot \sin(\theta - \varphi). \tag{56}$$

Диаграммы основных гармоник фазных токов и напряжений показаны на рис. 14, б. На интервалах, когда произведение $i_{\rm B}(\theta) \cdot u_{\rm B}$ ($u_{\rm B} = \pm U_d / 2$) имеет положительный знак, проводят ток $i_{\rm B}(\theta)$ транзисторные части IGBT, при отрицательном знаке – диодные. Очевидно, при работе инверторной стойки имеют место переводы тока с проводившего диода на включающийся транзистор, т.е. в силовом коммутаторе имеются сквозные токи. При включенном ключе (транзисторе либо диоде) напряжение на другом ключе плеча равно U_d .

Зададимся предварительно значением КПД преобразователя $\eta_{\Pi}=0,96$ и величиной мощности потерь в фильтрах ΔP_{ϕ} 100 Вт (по 33 Вт на каждый). Тогда входная мощность преобразователя и входная мощность фильтров P_{ϕ} составят:

$$P_{\rm BX} = \frac{P_{\rm H}}{\eta_{\rm II}}; P_{\rm BX} = \frac{90 \cdot 10^3}{0.96} = 93.8 \cdot 10^3 \,\text{BT};$$
$$P_{\phi} = P_{\rm H} + \Delta P_{\phi}; P_{\phi} = 90 \cdot 10^3 + 100 = 90.1 \cdot 10^3 \,\text{BT}.$$

Допустимое значение мощности потерь в силовом коммутаторе $\Delta P_{\rm K}$ составит величину

$$\Delta P_{\rm K} = P_{\rm BX} - P_{\phi}; \ \Delta P_{\rm K} = 93.8 \cdot 10^3 - 90.1 \cdot 10^3 = 3650 \ {\rm Br},$$

что даст в одном из шести силовых ключей величину мощности потерь $\Delta P_{\rm K}^{(1)}$ в 6 раз меньше, т.е. $\Delta P_{\rm K}^{(1)}$ =3650/6=608 Вт.

Далее целесообразно вести расчеты для одной фазы АИН. Амплитуда тока фазы исходя из баланса мощностей:

$$I_{\rm BM} = \frac{2 \cdot \frac{P_{\rm BX}}{3}}{K_{\rm M} \cdot \cos \varphi \cdot \frac{U_{\rm d}}{2}}; \qquad \qquad I_{\rm BM} = \frac{2 \cdot \frac{93, 8 \cdot 10^3}{3}}{1 \cdot 0, 85 \cdot 537} = 137 \,\,\mathrm{A}\,,$$

где учтено, что:

$$\frac{P_{\text{BX}}}{3} = I_{\text{B}} \cdot U_{\text{B1}} \cdot \cos\varphi = \frac{I_{\text{BM}}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_{\text{BM}}}{\sqrt{2}} \cdot \cos\varphi;$$
$$\frac{U_{d}}{2} = U_{\text{BM}} = \sqrt{2} \cdot U_{\text{B}} = 380 \cdot \sqrt{2} = 537 \text{ B}; U_{d} = 537 \cdot 2 = 1074 \text{ B}; K_{M} = 1$$

Действующее значение фазного тока:

$$I_{\rm B} = \frac{I_{\rm BM}}{\sqrt{2}} = \frac{137}{\sqrt{2}} = 97 \,\mathrm{A}\,.$$

Определим средние и действующие значения токов в СПК преобразователя.

Действующий ток транзистора рассчитывается на основании (8), (40) (первые формулы) и (56). Пределы интегрирования [φ , φ + π] соответствуют угловому интервалу, в котором ток ключа *VT*1 имеет положительный знак (на этом интервале поочередно проводят ток транзистор *VT*1 и диод *VD*2).

$$I_{VTRMS} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{0}^{2\pi} [i_{VT}(\theta)]^{2} \cdot d\theta} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} [I_{BM} \cdot \sin(\theta - \varphi)]^{2} \cdot \frac{1 + K_{M} \cdot \sin\theta}{2} \cdot d\theta} =$$
$$= I_{BM} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{K_{M} \cdot \cos\varphi}{3 \cdot \pi}};$$
$$I_{VTRMS} = 137 \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{1 \cdot 0.85}{3 \cdot \pi}} = 63.4 \text{ A}.$$

Средний ток транзистора

$$I_{VTAV} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{0}^{2\pi} i_{VT}(\theta) \cdot d\theta = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} [I_{BM} \cdot \sin(\theta - \varphi)] \cdot \frac{1 + K_M \cdot \sin\theta}{2} \cdot d\theta =$$
$$= I_{em} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{1}{8} \cdot K_M \cdot \cos\varphi\right);$$
$$I_{VTAV} = 137 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{1}{8} \cdot 1 \cdot 0.85\right) = 36.3 \text{ A}.$$

Средний ток диода на основании (8), (40) (вторые формулы) и (56):

$$I_{VDAV} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{0}^{2\pi} i_{VD}(\theta) \cdot d\theta = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} [I_{BM} \cdot \sin(\theta - \varphi)] \cdot \frac{1 - K_M \cdot \sin\theta}{2} \cdot d\theta =$$
$$= I_{BM} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{1}{8} \cdot K_M \cdot \cos\varphi\right);$$
$$I_{VDAV} = 137 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{1}{8} \cdot 1 \cdot 0.85\right) = 7.23 \text{ A}.$$

Действующий ток диода

$$I_{VDRMS} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{0}^{2\pi} [i_{VD}(\theta)]^{2} \cdot d\theta} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\varphi}^{\pi + \varphi} [I_{BM} \cdot \sin(\theta - \varphi)]^{2} \cdot \frac{1 - K_{M} \cdot \sin\theta}{2} \cdot d\theta} =$$
$$= I_{BM} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{K_{M} \cdot \cos\varphi}{3 \cdot \pi}};$$
$$I_{VDRMS} = 137 \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{1 \cdot 0.85}{3 \cdot \pi}} = 22,5 \text{ A}.$$

Выбор транзистора IGBT производится по значениям максимального напряжения, приложенного к выключенному транзистору (в данном примере 1080 В), и номинального тока (137 А) с примерно двукратным запасом по этим двум величинам. В ряде случаев запас по току транзистора может быть меньше и составлять около 30 % от номинального Однако случае двигательной нагрузки, предполагающей тока. В работы преобразователя возможность длительными С токовыми перегрузками, например, при запуске двигателя, запас ПО току целесообразно увеличить до двукратного.

Выбираем модуль типа CM400DY-50H фирмы *Mitsubishi*, который удовлетворяет условию двойной токовой перегрузки, и имеет следующие параметры: $I_C = 400$ A; $U_{CES} = 2500$ B.

Для определения величин статических потерь в транзисторах и диодах преобразователя воспользуемся статическими вольт-амперными характеристиками приборов, приведенными в справочных данных на модуль.

По рис. 17 найдем $U_{CE(sat)}$ транзистора при $(0,5 \cdot I_{Cnom})$ и $U_{CE(sat)}$ при $(1,5 \cdot I_{Cnom})$: $U_{CE(sat)} = 2,5$ В при $(0,5 \cdot I_{Cnom})$; $U_{CE(sat)} = 2$ В при $(1,5 \cdot I_{Cnom})$.

Тогда по формулам (43), (44) найдем дифференциальное сопротивление r_T и пороговое напряжение $U_{CE(TO)}$ IGBT транзистора:

$$r_T = \frac{2,5-2}{2\cdot 137} = 1,82\cdot 10^{-3} \text{ Om};$$
 $U_{CE(TO)} = \frac{3\cdot 2 - 2,2}{2} = 1,75 \text{ B}.$

Определим пороговое напряжение $U_{EC(TO)}$ диода по рис. 18: $U_{EC(sat)} =$ 1,4 В при (0,5 · I_{Cnom}); $U_{EC(sat)} = 2,2$ В при (1,5 · I_{Cnom}) и дифференциальное сопротивление r_D по формуле (46):

$$U_{EC(T0)} = 1,15 \text{ B};$$
 $r_D = \frac{2,2-1,4}{2\cdot 137} = 2,92\cdot 10^{-3} \text{ Om}.$

По формулам (42) найдем статические потери в транзисторе и диоде преобразователя:

$$P_{VT(st)} = 36,3 \cdot 1,75 + 63,4^2 \cdot 1,82 \cdot 10^{-3} = 79 \text{ Br};$$

$$P_{VD(st)} = 7,23 \cdot 1,15 + 25,5^2 \cdot 2,92 \cdot 10^{-3} = 10,2 \text{ Br}.$$



Рисунок 17 – Вольт-амперная характеристика IGBT транзистора модуля СМ400DY-50H



Рисунок 18 – Вольт-амперная характеристика диода модуля СМ400DY-50Н

Мощность динамических потерь в транзисторе преобразователя определим по приведенным в справочных данных зависимостям энергий коммутации от величины коммутируемого тока (см. рис. 19).



Рисунок 19 – Зависимости величин энергии включения *E*_(*on*), выключения *E*_(*off*) транзистора и выключения обратного диода транзистора *E*_(*rec*) модуля CM400DY-50H

При коммутируемом токе $I_C = 137$ А:

 $E_{(on)} = 0,174 \ \text{Дж};$ $E_{(off)} = 0,25 \ \text{Дж};$ $E_{(rec)} = 0,08 \ \text{Дж}.$ Величина средней мощности потерь включения транзистора при напряжении $U_{CE} = 1080 \ \text{В}$ составляет в соответствии с (48):

$$P_{(on)} = f_M \cdot E_{(on)} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \left(\frac{U_{CC}}{U_{CCnom}}\right)^{K_U};$$
$$P_{(on)} = 750 \cdot 0,174 \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \left(\frac{1075}{1250}\right)^{1,4} = 33,6 \text{ BT}$$

Величина средней мощности потерь выключения транзистора:

$$P_{(off)} = f_M \cdot E_{(off)} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \left(\frac{U_{CC}}{U_{CCnom}}\right)^{K_U};$$
$$P_{(off)} = 750 \cdot 0,25 \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \left(\frac{1075}{1250}\right)^{1,4} = 47,8 \text{ Br}$$

Величина средней мощности коммутационных потерь в диоде:

$$P_{(rec)} = f_M \cdot E_{(rec)} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \left(\frac{U_{CC}}{U_{CCnom}}\right)^{K_U};$$
$$P_{(rec)} = 750 \cdot 0,08 \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \left(\frac{1075}{1250}\right)^{0,6} = 17,4 \text{ Br}$$

Величины средних мощностей потерь в транзисторе и диоде согласно (49) составляют:

 $P_{VT} = 79 + 33,6 + 47,8 = 160,4 \text{ Br};$ $P_{VD} = 10,2 + 17,4 = 27,6 \text{ Br}.$

Суммарная мощность потерь в одном ключе:

$$\Delta P_{\rm K}^{(1)} = P_{VT} + P_{VD};$$
 $\Delta P_{\rm K}^{(1)} = 160, 4 + 27, 6 = 188 \text{ Br}.$

Для нахождения суммарных потерь в СПК преобразователя необходимо найденную величину умножить на 6 (по количеству СПК в коммутаторе преобразователя).

$$\Delta P_{\rm K} = 6 \cdot \Delta P_{\rm K}^{(1)}; \qquad \Delta P_{\rm K} = 6 \cdot 188 = 1128 \, {\rm Br}.$$

Оценка КПД преобразователя:

$$\eta_{\Pi} = \frac{P_{\Pi}}{P_{\Pi} + \Delta P_{K} + \Delta P_{\phi}}; \qquad \eta_{\Pi} = \frac{90 \cdot 10^{3}}{90 \cdot 10^{3} + 1128 + 100} = 0,987 .$$

Требуемое значение теплового сопротивления охладителя транзистора $R_{(th)SAm}$ находим из (44), задавшись температурой перехода IGBT $T_{j(VT)}$ = 125 °C и определив из справочных данных модуля, что тепловое сопротивление переход – корпус одного транзистора $R_{(th)jc(VT)} = 0,036$ °C/BT, а тепловое сопротивление корпус – охладитель $R_{(th)cs} = 0,016$ °C/BT.

$$R_{(th)sAm} = \frac{125 - 160, 4 \cdot (0,036 + 0,016) - 40}{160, 4 + 27, 6} = 0,41 \frac{^{\circ}C}{BT}$$

Дадим оценку температуры перехода диода, определив из справочных данных на модуль, что тепловое сопротивление переход – корпус одного диода $R_{(th)jc(VD)} = 0,072$ °C/Вт:

$$T_{j(VD)} = 27,6 \cdot (0,072 + 0,016) - 160,4 \cdot (0,036 + 0,016) + 125 = 119 \ ^{\circ}C.$$

Температура теплоотвода *Т*_s составит:

$$T_{s} = T_{j(VT)} - P_{VT} \cdot (R_{(th)jc(VT)} + R_{(th)cs(VT)}),$$

$$T_{s} = 125 - 160, 4 \cdot (0,036 + 0,016) = 117 \text{ °C}.$$

Перегрев относительно окружающей среды составит 77 °С.

Требуемое значение теплового сопротивления охладителя, на котором должен быть установлен модуль, должно быть в 2 раза меньше рассчитанной величины $R_{(th)SAm}$, поскольку в состав модуля входят 2 транзистора и диода, т.е. 0,205 °C/Вт. Если же размещать все 3 модуля инвертора на одном охладителе, его тепловое сопротивление должно составить 0,068 °C/Вт (т.е. быть в 6 раз меньше рассчитанной величины $R_{(th)Sam}$).

3.2. Выбор силовых полупроводниковых приборов и оценка потерь в двухзвенном преобразователе постоянного напряжения

Схема силовой части двухзвенного преобразователя постоянного напряжения (ППН) показана на рис. 20.



Рисунок 20 - Силовая часть двухзвенного ППН

Первичное звено ППН в данном случае представляет собой АИН со входным постоянным напряжением U_d , выполненный по полумостовой схеме на двух МОП-ПТ VT1 и VT2. Нагрузкой силового коммутатора АИН служит первичная обмотка w_1 силового трансформатора T. Выводы вторичной обмотки w_2 подключены к выводам переменного тока мостового выпрямителя, выполненного на диодах VD1 – VD4 (вторичное звено). Идеальный Г-образный LC-фильтр обеспечивает непрерывность и отсутствие пульсаций выходного тока выпрямителя $I_{\rm H}$, как и отсутствие пульсаций выходного напряжения U_н. На рис. 21 показаны диаграммы работы ППН.

На затворы МОП-ПТ VT1 и VT2 поступают импульсы напряжения с частотой преобразования $f_{SW} = 1 / T_{SW}$, длительность которых t_{μ} ; $t_{\mu} = \tau \cdot T_{SW}$, $\tau < 0,5$ (τ – коэффициент заполнения импульса). На интервале $t_0 - t_1$ включен транзистор VT1, на интервале $t_2 - t_3$ – транзистор VT2; на интервалах $t_1 - t_2$ и $t_3 - t_4$ транзисторы выключены (рис. 21 *a*, *б*).



Рисунок 21 – Диаграммы работы ППН

На интервале $t_0 - t_1$ к обмотке w_1 приложено напряжение $U_d/2$ (рис. 21, в), поэтому на обмотке w_2 присутствует напряжение $(U_d / 2) / K_T$ $(K_T = w_1 / w_2$ коэффициент трансформации). В результате диоды VD1 и VD4 открыты и проводят ток нагрузки *I*_н. В момент *t*₁ транзистор выключается, выходной ток i_B коммутатора АИН резко спадает, как вторичной И ток $i_{\rm B}'$ обмотки трансформатора. Спад тока $i_{\rm p}$ вызывает в дросселе L фильтра ЭДС самоиндукции (знак напряжения показан на рис. 20 в скобках), что приводит включению К ранее выключенных диодов VD2 и VD3. На интервале $t_1 - t_2$ проводят ток все четыре диода, и ток в каждом примерно равен $I_{\rm H}/2$, а напряжение

на обмотке w_2 совпадает по форме с напряжением на обмотке w_1 Током намагничивания трансформатора, приведенного к обмотке w_1 , пренебрегаем.

В момент t_2 включается транзистор VT2, напряжение на обмотке w_1 становится отрицательным (как и на обмотке w_2) и выключаются диоды VD1 и VD4. Процессы на следующем полупериоде повторяются с тем

отличием, что для их описания следует поменять местами транзистор *VT*1 на *VT*2, а диоды *VD*1 и *VD*4 – на диоды *VD*2 и *VD*3.

Напряжение на выходе выпрямителя показано на рис. 21, \mathcal{K} . Амплитуда обратного напряжения диодов, очевидно, равна амплитуде напряжения на обмотке w_2 трансформатора, т.е. $(U_d/2)/K_T$.

Среднее напряжение на выходе выпрямителя В есть напряжение нагрузки. При регулировании длительности t_{μ} импульса включенного состояния транзистора (при T_{SW} = const) можно менять величину U_{μ} (принцип ШИМ).

Из анализа диаграмм видно, что существуют моменты времени (t_0 , t_2 , t_4), при которых выключаются диоды выпрямителя вследствие включения транзистора. Из-за неидеальности диодов некоторое время (обратного восстановления диодов) включены как транзистор, так и выключающиеся диоды. Поэтому в транзисторах ППН имеются дополнительные потери включения (эффект сквозных токов), что требует выбирать в качестве диодов выпрямителя быстрые диоды, с малым зарядом обратного восстановления.

Исходные данные для расчета (базисный режим): мощность нагрузки $P_{\rm H} = 400$ Вт; выходное напряжение $U_{\rm H} = 300$ В; частота ШИМ $f_{SW} = 20 \cdot 10^3$ Гц; входное напряжение $U_d = 110$ В; коэффициент заполнения импульса управления транзисторами $\tau = 0,45$; температура окружающей среды $T_{Am} = 40$ °C.

Величина среднего тока нагрузки:

$$I_{\rm H} = \frac{P_{\rm H}}{U_{\rm H}}; \ I_{\rm H} = \frac{400}{300} = 1,33 \,\rm{A}.$$

Средний ток диода I_{VDAV} будет вдвое меньше, т.к. заштрихованные площади на рис. 21, ∂ равны:

$$I_{VDAV} = \frac{1}{T_{SW}} \int_{0}^{T_{SW}} i_{VD} dt = \frac{1}{T_{SW}} \int_{0}^{t_{1}} I_{H} dt + \frac{1}{T_{SW}} \int_{t_{1}}^{t_{2}} \frac{I_{H}}{2} dt + \frac{1}{T_{SW}} \int_{t_{3}}^{t_{4}} \frac{I_{H}}{2} dt = \frac{I_{H}}{2} dt$$
$$I_{VDAV} = \frac{1,33}{2} = 0,67 \text{ A}.$$

Обратное напряжение диода равно величине $U_{\text{H}}/(2\tau) = 333$ В. Выбираем в качестве диодов VD1 - VD4 быстрый диод типа HFA04TB60 с предельными параметрами: $I_{FAV} = 4$ A, $U_{RRM} = 600$ B в корпусе TO220. Данный диод имеет малый заряд обратного восстановления ($Q_{rr} = 40$ нК при $T_j = 25$ °C, токе $i_{VD} = I_{FAV} = 4$ A и di/dt = 200 A/мкс) и имеет снэпфактор на уровне a = 0,8. Большая избыточность по среднему току позволит уменьшить площадь поверхности охладителя и, возможно, вообще от него отказаться. Примерно двукратный запас по обратному напряжению обеспечит более высокую надежность при возможных обратных перенапряжениях, связанных с большой скоростью di/dt спада тока.

По графикам прямой ветви вольт-амперной характеристики диода, приведенных в справочных данных, находим падение напряжения при токе $I_F = 0,7$ A: $U_F = 1,2$ B. Тогда в одном диоде статические потери составят:

$$P_{VD}^{(1)} = U_F \cdot I_{VDAV}; \quad P_{VD}^{(1)} = 1, 2 \cdot 0, 67 = 0, 8 \text{ BT}$$

Мощность потерь в четырех диодах ΣP_{VD} будет в 4 раза выше:

$$\Sigma P_{VD} = 4 \cdot P_{VD}^{(1)}; \qquad \Sigma P_{VD} = 3.2 \,\mathrm{Br}.$$

Примем КПД фильтра η_{ϕ} =0,99. Тогда средняя мощность на входе фильтра P_{ϕ} и мощность потерь в фильтре ΔP_{ϕ} составят:

$$\begin{split} P_{\phi} &= \frac{P_{\text{\tiny H}}}{\eta_{\phi}}; \ P_{\phi} = \frac{400}{0.99} = 404 \text{ BT}; \\ \Delta P_{\phi} &= P_{\phi} - P_{\text{\tiny H}}; \ \Delta P_{\phi} = 404 - 400 = 4 \text{ BT}. \end{split}$$

Мощность *P*_в на входе выпрямителя:

$$P_{\rm B} = \Sigma P_{VD} + P_{\phi}; P_{\rm B} = 3,2 + 404 = 407 \text{ Br}.$$

Зададимся КПД трансформатора η_T =0,98. Тогда мощность на входе трансформатора P_T (выходная мощность АИН) и потери в трансформаторе ΔP_T будут равны:

$$P_T = \frac{P_B}{\eta_T};$$
 $P_T = \frac{407}{0.98} = 415 \text{ Br};$ $\Delta P_T = P_T - P_B;$
 $\Delta P_T = 415 - 407 = 8 \text{ Br}.$

Зададимся общим КПД преобразователя η_{Π} на уровне 0,9 (η_{Π} =0,9). Тогда мощность на входе преобразователя $P_{\text{вх}}$ составит:

$$P_{_{\rm BX}} = \frac{P_{_{\rm H}}}{\eta_{_{\rm II}}}; \quad P_{_{\rm BX}} = \frac{400}{0.9} = 444 \; {\rm Br} \; .$$

Допустимая величина мощности потерь $\Delta P_{\rm K}$ в коммутаторе АИН:

$$\Delta P_{\rm K} = P_{\rm BX} - P_T; \qquad \Delta P_{\rm K} = 444 - 415 = 29 \,{\rm Br}.$$

Поскольку коммутатор содержит два ключа, допустимая мощность потерь в каждом $P_{VT}^{(l)}$ составит:

$$P_{VT}^{(1)} = \frac{\Delta P_{\rm K}}{2}; \ P_{VT}^{(1)} = \frac{29}{2} = 14,5 \,{\rm Br}$$

Средний входной ток I_d АИН и средний за интервал T_{SW} / 2 выходной ток коммутатора I_{BAV} :

$$I_d = \frac{P_{\text{BX}}}{U_d};$$
 $I_d = \frac{444}{110} = 4,04 \text{ A};$ $I_{eAV} = 2.4,04 = 8,08 \text{ A}.$

Амплитуда $I_{\text{вm}}$ тока ключа АИН и действующий ток I_{VTRMS} ключа:

$$I_{\rm BM} = \frac{I_{\rm BAV}}{2 \cdot \tau}; \ I_{\rm BM} = \frac{8,08}{2 \cdot 0,45} = 8,98 \,\mathrm{A};$$
$$I_{\rm VTRMS} = I_{\rm BM} \cdot \sqrt{\tau}; \ I_{\rm VTRMS} = 8,98 \cdot \sqrt{0,45} = 6,02 \,\mathrm{A}$$

Примем, что мощность статических потерь транзистора $P_{(st)}^{(1)}$ примерно равна мощности потерь включения $P_{(on)}^{(1)}$, а потерями выключения транзистора $P_{(off)}^{(1)}$ пока пренебрегаем. Тогда допустимая мощность статических потерь транзистора $P_{(st)}^{(1)}$ составит:

$$P_{(st)}^{(1)} \approx \frac{P_{VT}^{(1)}}{2}; \ P_{(st)}^{(1)} = \frac{14,5}{2} = 7,3 \text{ Br}.$$

Примем рабочую температуру перехода транзистора T_j равной 100 °С и найдем допустимое значение сопротивления транзистора во включенном состоянии при рабочей температуре $R_{DS(on)}^{(100°C)}$:

$$R_{DS(on)}^{(100\,^{\circ}\text{C})} \le \frac{P_{(st)}^{(1)}}{I_{VTRMS}^2}; \ R_{DS(on)}^{(100\,^{\circ}\text{C})} = \frac{7,3}{(6,02)^2} = 0,2 \text{ Om}$$

Приводим сопротивление транзистора к классификационной температуре 25 °С:

$$R_{DS(on)}^{(25\,^{\circ}\text{C})} = \frac{R_{DS(on)}^{(100\,^{\circ}\text{C})}}{1 + K_{(T^{\circ})} \cdot \Delta T_{j}}; \ R_{DS(on)}^{(25\,^{\circ}\text{C})} = \frac{0.2}{1 + 0.007 \cdot 75} = 0.13 \text{ OM},$$

где учтено, что перегрев ΔT_j перехода относительно классификационной температуры составляет 100–25=75 °C.

Амплитуда напряжения на выключенном транзисторе равна $U_d = 110$ В.

Выберем в качестве транзисторов VT1, VT2 МОП-ПТ типа IRFB31N20D с предельным напряжением сток – исток $U_{DSS} = 200$ B, что даст достаточный запас по напряжению, и сопротивлением во включенном состоянии $R_{DS(on)}$ (при температуре 25 °C) 0,085 Ом. По справочным данным находим величину этого сопротивления при рабочей температуре:

$$R_{DS(on)}^{(100\,^{\circ}C)} = R_{DS(on)}^{(25\,^{\circ}C)} \cdot 1,75; \quad R_{DS(on)}^{(100\,^{\circ}C)} = 0,085 \cdot 1,75 = 0,144 \text{ Om}.$$

Мощность статических потерь в транзисторе:

$$P_{(st)}^{(1)} = I_{VTRMS}^2 \cdot R_{DS(on)}; \quad P_{(st)}^{(1)} = (6,02)^2 \cdot 0,144 = 5,22 \text{ Br}.$$

Для оценки потерь включения транзистора, в соответствии с (17) и (27), необходимо знать значение заряда обратного восстановления Q_{rr} при рабочей температуре, величину коэффициента трансформации K_T , скорость спада тока диода *di/dt* при известной величине снэп-фактора. Из справочных данных диода известна зависимость Q_{rr} от температуры при токе 4 А и *di/dt*^(VD) = 200 А/мкс: при температуре 25 °C $Q_{rr}^{(25 °C)} = 40$ нКл, при температуре 125 °C $Q_{rr}^{(125 °C)} = 70$ нКл.

Дадим оценку температуре перехода диода при отсутствии охладителя. Согласно справочным данным тепловое сопротивление $R_{(th)jAm}$ переход – окружающая среда при отсутствии охладителя и естественном охлаждении составляет 80 °C/Вт. Тогда при температуре окружающей среды $T_{Am} = 40$ °C получаем оценку для температуры перехода T_j :

$$T_j = T_{Am} + P_{VD}^{(1)} \cdot R_{(th)\,jAm};$$
 $T_j = 40 + 0.8 \cdot 80 = 104 \,^{\circ}\text{C}.$

В данном случае установка охладителя диода не целесообразна.

Проведя линейную интерполяцию величины *Q*_{rr} к температуре 104 °C, получим:

$$Q_{rr}^{(104^{\circ}C)} = Q_{rr}^{(25^{\circ}C)} + \frac{104^{\circ} - 25^{\circ}}{(125^{\circ} - 25^{\circ})/(Q_{rr}^{(125^{\circ}C)} - Q_{rr}^{(25^{\circ}C)})};$$
$$Q_{rr}^{(104^{\circ}C)} = 40 \cdot 10^{-9} + \frac{104^{\circ} - 25^{\circ}}{(125^{\circ} - 25^{\circ})/(70 \cdot 10^{-9} - 40 \cdot 10^{-9})} = 63,7 \cdot 10^{-9} \text{ Km}.$$

Данная величина заряда будет иметь место при токе диода 4 A, а при фактическом токе $I_{\rm H} = 1,33$ A – пропорционально меньше, то есть $(63,7\cdot10^{-9})(1,33/4)=21,2\cdot10^{-9}$ Кл. Величина коэффициента трансформации:

$$K_T = \frac{W_1}{W_2} = \frac{I_{\rm H}}{I_{\rm BM}}; \quad K_T = \frac{1.33}{8.98} = 0.148.$$

Для транзистора в данном случае $I_{\kappa} = I_{Bm}$, $U_{\kappa} = U_d$. Тогда из (27) получаем:

$$\begin{split} P_{(on)}^{(1)} &= f_{SW} \cdot U_d \cdot \left(\frac{Q_{rr}}{K_T} + I_{em} \cdot \left[\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{a+1}} \cdot \left(\sqrt{a} + 1 \right) \right] \cdot \sqrt{\frac{Q_{rr}}{(di/dt)^{(VD)}}} + \frac{I_{em}^2 \cdot K_T}{2 \cdot (di/dt)^{(VD)}} \right]; \\ P_{(on)}^{(1)} &= 20 \cdot 10^3 \cdot 110 \cdot \left(\frac{21,2 \cdot 10^{-9}}{0,148} + \left[\frac{8,97 \cdot \sqrt{2} \cdot \left(\sqrt{0,8} + 1 \right)}{\sqrt{0,8+1}} \right] \cdot \sqrt{\frac{21,2 \cdot 10^{-9}}{200 \cdot 10^6}} + \frac{[8,98]^2 \cdot 0,148}{2 \cdot 200 \cdot 10^6} \right] = 0,43 \,\mathrm{Br}. \end{split}$$

В данном случае, в связи с применением быстрых диодов, величина потерь включения транзисторов значительно меньше статических потерь.

Требуемое значение скорости нарастания тока транзистора $di/dt^{(VT)}$:

$$(di/dt)^{(VT)} = \frac{(di/dt)^{(VD)}}{K_T}; (di/dt)^{(VT)} = \frac{200 \cdot 10^6}{0.148} = 1.35 \cdot 10^9 \frac{\text{A}}{\text{c}}.$$

Длительность интервала Δt_1 нарастания тока транзистора до $I_{\text{вm}}$:

$$\Delta t_1 = \frac{I_{em}}{\left(\frac{di}{dt}\right)^{(VT)}}; \quad \Delta t_1 = \frac{8,97}{1,35 \cdot 10^9} = 6,6 \cdot 10^{-9} \text{ c}.$$

Превышение напряжения затвора над пороговым:

$$\Delta U_G = \frac{I_{BM}}{g_f}; \qquad \Delta U_G = \frac{8,98}{17} = 0,528 \text{ B}$$

(*g_f* = 17 А/В – справочные данные крутизны прямой передачи транзистора).

Согласно справочным данным входная емкость транзистора C_{iss} равна 2,37·10⁻⁹ Ф. Тогда требуемая величина тока драйвера при включении транзистора составит:

$$i_G = C_{iss} \cdot \frac{\Delta U_G}{\Delta t_1}; \quad i_G = 2,37 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{0,528}{6,6 \cdot 10^{-9}} = 0,19 \text{ A}.$$

Так как качестве диодов выпрямителя В двухзвенном В преобразователе использованы быстрые диоды с малым значением заряда восстановления, обратного вклад величину сквозных токов В

динамических потерь включения при заданной скорости нарастания тока оказывается существенно меньше влияния емкости Миллера (см. интервал Δt_3 на рис. 4). Так как при расчете динамических потерь включения влияние заряда емкости Миллера не учитывалось, уточним величину потерь включения при рассчитанном токе драйвера на включение. Для этого воспользуемся диаграммой процесса включения МОП-ПТ. Она будет совпадать с диаграммой выключения МОП-ПТ на рис. 9,*a*, если изменить на противоположный знак времени: на интервале Δt_2 происходит нарастание тока транзистора до величины $I_{\rm K}$ (в данном случае $I_{\rm Bm}$) и, соответственно, спад к нулю тока выключающихся диодов выпрямителя, а на интервале Δt_1 – спад к нулю напряжения транзистора. Расчетные соотношения для определения мощности потерь показаны выражениями (33). Выяснив из справочных данных на транзистор заряд емкости Миллера $Q_{gd} = 33 \cdot 10^{-9}$ Кл, получим:

$$P_{(on)} = f_{sw} \cdot \left(\frac{I_{Bm} \cdot U_d}{2} \cdot \frac{Q_{gd}}{i_G} + \frac{I_{gm}^2 \cdot U_d}{2} \cdot \frac{C_{iss}}{g_f \cdot i_G} \right) =$$

= 20 \cdot 10^3 \cdot \left(\frac{8,97 \cdot 110}{2} \cdot \frac{33 \cdot 10^{-9}}{0,19} + \frac{8,97 \cdot 110}{2} \cdot \frac{2,37 \cdot 10^{-9}}{17 \cdot 0,19} \right) =
= 20 \cdot 10^3 \cdot \left(8,57 \cdot 10^{-5} + 3,62 \cdot 10^{-7} \right) = 1,72 \ \Br.

По рассчитанному значению включающего тока выберем драйвер типа IR2112 с включающим током до 0,2 А и выключающим током 0,4 А.

Определим потери выключения транзистора. Пренебрегая в (33) вторым слагаемым; с учетом (35) получаем:

$$P_{(off)}^{(1)} = \frac{f_{SW} \cdot U_d \cdot I_{Bm}}{2} \cdot \frac{Q_{gd}}{i_G};$$
$$P_{(off)}^{(1)} = \frac{20 \cdot 10^3 \cdot 110 \cdot 8,97}{2} \cdot \frac{33 \cdot 10^{-9}}{0,4} = 0,88 \text{ Br}.$$

Общая мощность потерь в транзисторе:

 $P_{VT}^{(1)} = P_{(on)}^{(1)} + P_{(st)}^{(1)} + P_{(off)}^{(1)}; \qquad P_{VT}^{(1)} = 1,72 + 5,22 + 0,88 = 7,82 \text{ Br}.$

В двух транзисторах силового коммутатора потери составят величину в два раза большую, т.е. $\Delta P_{\rm K} = 2 \cdot P_{(VT)}^{(1)} = 2 \cdot 7,82 = 15,6$ Вт.

Оценка КПД преобразователя:

$$\eta_{\Pi} = \frac{P_{\Pi}}{P_{\Pi} + \Delta P_{K} + \Delta P_{T} + \sum P_{VD} + \Delta P_{\phi}}; \quad \eta_{\Pi} = \frac{400}{400 + 15,6 + 8 + 3,2 + 4} = 0,93.$$

Требуемое значение теплового сопротивления переход – окружающая среда для транзистора из (40):

$$R_{(th)j-Am} = R_{(th)jc} + R_{(th)sAm} = \frac{\left(T_j - T_{Am}\right)}{\Delta P_{\rm K}^{(1)}}; \quad R_{(th)j-Am} = \frac{\left(100 - 40\right)}{7,82} = 7,67 \,{\rm ^{\circ}C/Br}$$

По справочным данным транзистора, тепловое сопротивление переход – корпус $R_{(th)jc}$ составляет 0,75 °C/Вт, тогда требуемое тепловое сопротивление охладителя $R_{(th)sAm}$ составит 7,67 – 0,75 = 6,92 °C/Вт. Данная величина $R_{(th)sAm}$ требует, в согласии с (41), при естественном воздушном охлаждении иметь охладитель с поверхностью охлаждения $S = \frac{1}{6,92 \cdot 12} = 120,4 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$.

3.3. Выбор силовых ключей и оценка потерь в трехфазном трехуровневом АИН с синусоидальной ШИМ

Упрощенная АИН схема силовой части трехуровневого С фиксирующими диодами представлена на рис. 22. АИН по подобной схеме находят все более широкое применение в асинхронных электроприводах повышенного напряжения в связи с более благоприятным по сравнению с двухуровневыми АИН спектром выходного напряжения и вдвое меньшей величиной напряжения на СПК трехуровневого АИН при той же величине входного постоянного напряжения. Последнее позволяет уменьшать величину динамических управляемых СПК, поскольку потерь СПК, как правило, высоковольтные обладают, по сравнению c низковольтными, худшими частотными свойствами.

Схема содержит источник постоянного тока U_d ; емкостной делитель из двух конденсаторов C_{d1} , C_{d2} , выполняющий роль входного фильтра и одновременно обеспечивающий три уровня входного напряжения; коммутатор, состоящий из трех одинаковых инверторных стоек фаз A, B и C, каждое из которых содержит четыре IGBT транзистора VT1 - VT4 и два фиксирующих диода VD_u и VD_d ; в каждую фазу симметричной трехфазной нагрузки (например, 3-х фазного асинхронного двигателя *AD*) введен идеальный Г-образный *LC* фильтр ИФ.

Номинальное значение фазного выходного напряжения $U_{\rm B1} = 380$ B; коэффициент мощности нагрузки $\cos \varphi = 0.85$; частота несущей синусоидальной ШИМ (частота модуляции) $f_M = 750$ Гц; частота основной гармоники выходного напряжения f = 50 Гц; коэффициент модуляции K_M (отношение амплитуды основной гармоники выходного напряжения $U_{\rm Bm}$ к половине напряжения U_d : $K_M = 2U_{\rm Bm} / U_d$) равен 1; мощность нагрузки $P_{\rm H} = 90$ кВт, температура окружающей среды $T_{\rm Am} = 40$ °C.

Средняя точка конденсаторного делителя *О* является нулевой точкой источника питания. Соединив условно среднюю точку делителя *О* с общей точкой трех фазной нагрузки, как это показано на рис. 22 пунктирной линией, можно проанализировать работу фаз АИН независимо друг от друга.

Выходное напряжение в каждой фазе $u_{\rm B}$ может принимать три значения: + $U_d/2$; 0; - $U_d/2$.

Для формирования на выходе напряжения $+ U_d / 2$ включаются транзисторы VT1, VT2; нагрузка подключается к конденсатору C_{d1} . При этом положительный ток нагрузки проводят транзисторы VT1, VT2, а отрицательный ток нагрузки – диоды VD1, VD2. Для формирования уровня на нулевого напряжения выходе необходимо выключить транзистор VT1 и включить VT3. Включенные транзисторы VT2, VT3 закорачивают нагрузку; ток положительного направления замыкается через транзистор VT2 и фиксирующий диод VD_u , а ток отрицательного направления – через транзистор VT3 и фиксирующий диод VD_d. Уровень $-U_d/2$ формируется подключением к нагрузке напряжения с конденсатора C_{d2} через включенные ключи VT3, VT4, при этом транзисторы VT1, VT2 выключены.

Отрицательный ток нагрузки проводят транзисторы VT3, VT4, а положительный ток нагрузки – диоды VD3, VD4.

Следует отметить, что открытому состоянию транзистора VT1 всегда соответствует закрытое состояние транзистора VT3, а открытому состоянию транзистора VT2 – закрытое состояние транзистора VT4 (и наоборот).

53



Рисунок 22 – Упрощенная схема силовой части трехфазного трехуровневого АИН с фиксирующими диодами

При наличии фильтра на выходе инвертора напряжение фазы синусоидально, с основной гармоникой $u_{\rm BI}(\theta) = U_{\rm BM} \cdot \sin \theta$, фазный ток также имеет форму синусоиды и сдвинут относительно фазного напряжения в сторону отставания на фазный угол нагрузки φ : $i_{\rm B}(\theta) = I_{\rm BM} \cdot \sin(\theta - \varphi)$.

Основная задача системы управления инвертором – сформировать импульсы управления двенадцатью транзисторами таким образом, чтобы получить необходимые значения основных гармоник фазных напряжений нагрузки.

Рассмотрим процесс формирования выходного напряжения для фазы *А* инвертора методом синусоидальной ШИМ, проиллюстрированный рис. 23.

Синусоидальное напряжение управления u_{vA} сравнивается с двумя опорными пилообразными сигналами U_{ОП1} и U_{ОП2} одинаковой амплитуды $U_{O\Pi m}$. Частота опорных сигналов равна частоте ШИМ f_M ; частота напряжения управления u_v с амплитудой U_{vm} – частоте f основной гармоники выходного напряжения. Для достижения оптимальной формы выходного напряжения (исключения несимметрии полуволны напряжения) опорные напряжения $U_{0\Pi 1}$ и $U_{0\Pi 2}$ должны совпадать по фазе, а соотношение периодов напряжения управления и опорных сигналов должно быть нечетно (и кратно 3 в случае использования одних и тех же опорных сигналов для формирования сигналов управления транзисторами всех трех фаз) [2]. В моменты равенства сигналов управления и одного из опорных сигналов происходят переключения силовых транзисторов в силовом коммутаторе. Например, если $u_{vA} > U_{O\Pi 1}$, транзистор VT1 включен, и при $u_{vA} < U_{O\Pi 1}$ VT1 выключен; при $u_{vA} > U_{O\Pi 2}$ транзистор VT4 включен, при $u_{yA} < U_{O\Pi 2}$ VT4 выключен. Состояние транзистора VT3 комплиментарно состоянию транзистора VT1, а состояние транзистора VT2комплиментарно состоянию транзистора VT4. В результате выходное напряжение коммутатора представляет собой чередования прямоугольных импульсов с амплитудой $U_d/2$ и пауз, следующие с частотой f_M . Относительная ширина импульса $\tau(\theta) = t_{\mu} / T_M$ (см. рис. 23, б) зависит от текущего значения угла $\theta(t_{\rm H} - длительность импульса, T_M = 1 / f_M).$

Благодаря наличию фиксирующих диодов в моменты коммутации силовых транзисторов напряжения на них не превышают $U_d / 2$.

Непосредственное переключение выходного напряжения с уровня - $U_d/2$ до + $U_d/2$ недопустимо по двум причинам: так как в процессе коммутации задействованы все четыре транзистора (два транзистора включаются, а два других – выключаются), динамическое напряжение на

55

транзисторах может распределяться неравномерно; динамические потери в транзисторах удваиваются.



Рисунок 23 – Формирование основной гармоники выходных токов и напряжений трехуровневого АИН с фиксирующими диодами

В табл. 2 приведены интервалы проводимости ключей инверторного плеча и текущие значения коэффициента заполнения $\tau(\theta)$, необходимые для формирования синусоидального выходного напряжения $u_{\rm BI}(\theta) = U_{\rm BM} \cdot \sin \theta$ на половине периода.

Таблица 2 – Интервалы проводимости ключей верхнего инверторного плеча фазы А

	VT1	VD1	VT2		VD2	VD _u	
Интервал прово- димости	[0, π]	$\left[0, \varphi\right]$	$\left[arphi,\pi ight]$	$\left[\pi,\pi+\varphi ight]$	$\left[0,\varphi ight]$	$\left[arphi,\pi ight]$	$\left[\pi,\pi+\varphi ight]$
au(heta)	$K_M \cdot \sin(\theta)$	$K_M \cdot \sin(\theta)$	1	$1+K_{M}\cdot\sin(\theta)$	$K_M \cdot \sin(\theta)$	$1-K_{M}\cdot\sin(\theta)$	$1+K_M\cdot\sin(\theta)$

Здесь

$$K_{M} = \frac{2 \cdot U_{\text{BM}}}{U_{d}} = \frac{U_{\text{ym}}}{2 \cdot U_{\text{O}\Pi m}}.$$
(57)

Предварительно зададимся КПД преобразователя η_{Π} =0,95 и величиной мощности потерь в фильтрах ΔP_{ϕ} = 240 Вт (по 80 Вт на каждую фазу). Тогда входная мощность преобразователя и входная мощность фильтров P_{ϕ} составят:

$$P_{\rm BX} = \frac{P_{\rm H}}{\eta_{\Pi}}; \quad P_{\rm BX} = \frac{90 \cdot 10^3}{0.95} = 94.7 \cdot 10^3 \,\text{BT};$$
$$P_{\phi} = P_{\rm H} + \Delta P_{\phi}; \qquad P_{\phi} = 90 \cdot 10^3 + 80 = 90.08 \cdot 10^3 \,\text{BT}.$$

Допустимое значение мощности потерь в силовом коммутаторе ΔP_{κ} составит величину:

$$\Delta P_{\rm K} = P_{\rm BX} - P_{\rm \phi}; \qquad \Delta P_{\rm K} = 94, 7 \cdot 10^3 - 90, 08 \cdot 10^3 = 4657 \, {\rm Br},$$

что даст в каждом из двенадцати управляемых силовых ключей величину мощности потерь $\Delta P_K^{(1)}$ в 12 раз меньше, т.е. $\Delta P_K^{(1)}$ =4657/12=388 Вт (без учета потерь в диодах, которые, как правило, существенно меньше потерь в управляемых ключах).

Далее целесообразно вести расчеты для одной фазы АИН.

Амплитуда тока фазы исходя из баланса мощности:

$$I_{\rm BM} = \frac{2 \cdot \frac{P_{\rm BX}}{3}}{K_M \cdot \cos \varphi \cdot \frac{U_d}{2}}; \qquad I_{\rm BM} = \frac{2 \cdot \frac{94,7 \cdot 10^3}{3}}{1 \cdot 0,85 \cdot 537} = 138 \text{ A},$$

где учтено, что:

$$\frac{P_{\text{BX}}}{3} = I_{\text{B}} \cdot U_{\text{B1}} \cdot \cos \varphi = \frac{I_{\text{BM}}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_{\text{BM}}}{\sqrt{2}} \cdot \cos \varphi;$$
$$U_{d} = 2 \cdot U_{\text{BM}} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\text{B1}} = 2 \cdot 380 \cdot \sqrt{2} = 1075 \text{ B}; \qquad K_{M} = 1.$$

Действующее значение фазного тока

$$I_{\rm B1} = \frac{I_{\rm BM}}{\sqrt{2}} = \frac{138}{\sqrt{2}} = 97,5 \,\rm A\,.$$

Определим средние и действующие значения токов в СПК преобразователя на основании выражения (8), подставляя пределы интегрирования и текущие значения коэффициента заполнения $\tau(\theta)$ из табл. 2.

Для транзистора *VT*1:

$$\begin{split} I_{VT1AV} &= \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\varphi}^{\pi} I_{BM} \cdot \sin\left(\theta - \varphi\right) \cdot K_{M} \cdot \sin\theta \cdot d\theta = \\ &= \frac{1}{4 \cdot \pi} \cdot I_{BM} \cdot K_{M} \cdot \left(\left(\pi - \varphi\right) \cdot \cos\varphi + \sin\varphi\right); \\ I_{VT1RMS} &= \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi}} \cdot \int_{\varphi}^{\pi} (I_{BM} \cdot \sin\left(\theta - \varphi\right))^{2} \cdot K_{M} \cdot \sin\theta \cdot d\theta = \\ &= I_{BM} \cdot \sqrt{\frac{1}{6 \cdot \pi}} \cdot K_{M} \cdot \left(1 + 2 \cdot \cos\varphi + \cos^{2}\varphi\right); \ \varphi = \arccos(0.85) = 0.555; \\ I_{VT1AV} &= \frac{1}{4 \cdot 3.14} \cdot 138 \cdot 1 \cdot \left(0.85 \cdot (3.14 - 0.555) + \sin(0.555)\right) = 30 \text{ A}; \\ I_{VT1RMS} &= 138 \cdot \sqrt{\frac{1}{6 \cdot 3.14}} \cdot 1 \cdot \left(1 + 2 \cdot 0.85 + 0.85^{2}\right) = 60 \text{ A}. \end{split}$$

Для транзистора VT2:

$$I_{VT2AV} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_{\varphi}^{\pi} I_{BM} \cdot \sin\left(\theta - \varphi\right) \cdot d\theta + \int_{\pi}^{\pi + \varphi} I_{BM} \cdot \sin\left(\theta - \varphi\right) \cdot \left(1 + K_{M} \cdot \sin\theta\right) \cdot d\theta \right] = I_{BM} \cdot \left[\frac{1}{\pi} + \frac{1}{4 \cdot \pi} \cdot K_{M} \cdot \left(\varphi \cdot \cos\varphi - \sin\varphi\right) \right];$$

$$\begin{split} I_{VT2RMS} &= \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_{\varphi}^{\pi} I_{Bm}^{2} \cdot \sin^{2}(\theta - \varphi) \cdot d\theta + \int_{\pi}^{\pi + \varphi} I_{Bm}^{2} \cdot \sin^{2}(\theta - \varphi) \cdot (1 + K_{M} \cdot \sin \theta) \cdot d\theta \right]} = \\ &= I_{Bm} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{6 \cdot \pi} \cdot K_{M}} \cdot (1 - 2 \cdot \cos \varphi + \cos^{2} \varphi); \\ I_{VT2AV} &= 138 \cdot \left(\frac{1}{3,14} + \frac{1}{4 \cdot 3,14} \cdot 1 \cdot (0,555 \cdot 0,85 - \sin(0,555)) \right) = 43,4 \text{ A}; \\ I_{VT2RMS} &= 138 \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{6 \cdot 3,14}} \cdot 1 \cdot (1 - 2 \cdot 0,85 + 0,85^{2}) = 69 \text{ A}. \end{split}$$

Для диодов VD1, VD2:

$$I_{VD1,2AV} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{0}^{\varphi} I_{BM} \cdot \sin(\theta - \varphi) \cdot K_{M} \cdot \sin\theta \cdot d\theta = I_{BM} \cdot \frac{1}{4 \cdot \pi} \cdot K_{M} \cdot (-\varphi \cdot \cos\varphi + \sin\varphi);$$

$$I_{VD1,2RMS} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi}} \cdot \int_{0}^{\varphi} (I_{BM} \cdot \sin(\theta - \varphi))^{2} \cdot K_{M} \cdot \sin\theta \cdot d\theta =$$

$$= I_{BM} \cdot \sqrt{\frac{1}{6 \cdot \pi}} \cdot K_{M} \cdot (1 - 2 \cdot \cos\varphi + \cos^{2}\varphi);$$

$$I_{VD1,2AV} = 138 \cdot \left(\frac{1}{4 \cdot 3,14} \cdot 1 \cdot (-0,536 \cdot 0,85 + \sin(0,555))\right) = 0,6 \text{ A};$$

$$I_{VD1,2RMS} = 138 \cdot \sqrt{\frac{1}{6 \cdot 3,14}} \cdot 1 \cdot (1 - 2 \cdot 0,85 + 0,85^{2}) = 4,74 \text{ A}.$$

Для фиксирующего диода VD_u :

$$\begin{split} I_{VDuAV} &= \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_{\varphi}^{\pi} I_{BM} \cdot \sin\left(\theta - \varphi\right) \cdot (1 - K_{M} \cdot \sin\theta) \cdot d\theta + \int_{\varphi}^{\pi} I_{BM} \cdot \sin\left(\theta - \varphi\right) \cdot (1 + K_{M} \cdot \sin\theta) \cdot d\theta \right] = \\ &= I_{BM} \cdot \left[\frac{1}{\pi} + \frac{1}{4 \cdot \pi} \cdot K_{M} \cdot ((2\varphi - \pi) \cdot \cos\varphi - 2\sin\varphi) \right]; \\ I_{VDuRMS} &= \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_{\varphi}^{\pi} I_{BM}^{-2} \cdot \sin^{2}(\theta - \varphi) \cdot (1 - K_{M} \cdot \sin\theta) \cdot d\theta \right]} + \\ &+ \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_{\pi}^{\pi + \varphi} I_{BM}^{-2} \cdot \sin^{2}(\theta - \varphi) \cdot (1 + K_{M} \cdot \sin\theta) \cdot d\theta \right]} = I_{BM} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{6 \cdot \pi} \cdot K_{M} \cdot (1 + \cos^{2}\varphi)}; \end{split}$$

$$I_{VDuAV} = 138 \cdot \left(\frac{1}{3,14} + \frac{1}{4 \cdot 3,14} \cdot 1 \cdot (2 \cdot 0,555 - 3,14) \cdot 0,85 - 2 \cdot \sin(0,555)\right) = 13,4 \text{ A};$$
$$I_{VDuRMS} = 138 \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{3 \cdot 3,14} \cdot 1 \cdot (1 + 0,85^2)} = 35,8 \text{ A}.$$

По значениям максимального напряжения, приложенного К выключенному транзистору, и номинального тока с примерно двукратным величинам выбираем модуль запасом по ЭТИМ двум типа F3L300R12MT4B23 Infineon. фирмы Модуль представляет собой инверторное плечо трехуровневого инвертора (рис. 24) и имеет следующие параметры: $I_C = 300$ A; $U_{CES} = 1200$ B.



Рисунок 24 - Схема модуля F3L300R12MT4B23

Определим величины статических потерь в транзисторах и диодах преобразователя. Расчеты будем проводить для одного модуля.

Для нахождения статических потерь в СПК воспользуемся соотношениями (42), определив предварительно пороговые напряжения включения транзистора $U_{CE(TO)}$, обратного диода $U_{EC(TO)}$, и фиксирующего диода, а также дифференциальные сопротивления транзисторов и диодов с помощью справочных данных на модуль F3L300R12MT4B23.

По рис. 25 найдем $U_{CE(sat)}$ транзисторов VT1, VT2 при $(0,5 \cdot I_{Cnom})$ и $U_{CE(sat)}$ при $(1,5 \cdot I_{Cnom})$: $U_{CE(sat)} = 1,1$ В при $(0,5 \cdot I_{Cnom})$; $U_{CE(sat)} = 1,63$ В при $(1,5 \cdot I_{Cnom})$.

Тогда по формулам (43), (44) найдем дифференциальное сопротивление r_T и пороговое напряжение $U_{CE(TO)}$ IGBT транзистора:

$$r_T = \frac{1,63 - 1,1}{2 \cdot 138} = 1,19 \cdot 10^{-3} \text{ Om};$$



Рисунок 25 – Вольт - амперная характеристика IGBT транзистора модуля F3L300R12MT4B23

$$U_{CE(TO)} = \frac{3 \cdot 1,11 - 1,63}{2} = 0,83 \,\mathrm{B}.$$

Мощность статических потерь в транзисторе VT1:

$$P_{VT1(st)} = I_{VT1AV} \cdot U_{CE(TO)} + I_{VT1RMS}^2 \cdot r_T;$$

$$P_{VT1(st)} = 30 \cdot 0,83 + 60^2 \cdot 1,13 \cdot 10^{-3} = 32 \text{ Br}.$$

Мощность статических потерь в транзисторе VT2:

$$P_{VT2(st)} = I_{VT2AV} \cdot U_{CE(TO)} + I_{VT2RMS}^2 \cdot r_T;$$

$$P_{VT2(st)} = 43,4 \cdot 0,83 + 69^2 \cdot 1,19 \cdot 10^{-3} = 45,3 \text{ Br}.$$

Определим пороговое напряжение $U_{EC(TO)}$ обратного диода по рис. 26 и его дифференциальное сопротивление r_D по формуле (46): $U_{EC(sat)} =$ 0,97 В при (0,5· I_{Cnom}); $U_{EC(sat)} =$ 1,43 В при (1,5· I_{Cnom}); $U_{EC(TO)} =$ 0,6 В;

$$r_D = \frac{1,43 - 0,97}{2 \cdot 138} = 1,8 \cdot 10^{-3} \text{ Om}.$$



Рисунок 26 – Вольт - амперная характеристика обратного диода модуля F3L300R12MT4B23

Мощность статических потерь в обратных диодах VD1, VD2:

$$P_{VD1,2(st)} = I_{VD1,2AV} \cdot U_{CE(TO)} + I_{VD1,2RMS}^{2} \cdot r_{T};$$

$$P_{VD1,2(st)} = 0,6 \cdot 0,6 + 4,74^{2} \cdot 1,8 \cdot 10^{-3} = 0,4 \text{ Br}.$$

Определим пороговое напряжение $U_{EC(TO)}$ и дифференциальное сопротивление r_D фиксирующего диода. Для этого воспользуемся вольтамперной характеристикой фиксирующего диода (рис. 27).

Из рис. 27 получены следующие значения $U_{CE(sat)}$: $U_{EC(sat)} = 0,96$ В при $(0,5 \cdot I_{Cnom})$; $U_{EC(sat)} = 1,42$ В при $(1,5 \cdot I_{Cnom})$; $U_{EC(T0)} = 0,6$ В.

Определим дифференциальное сопротивление фиксирующего диода *r*_D по формуле (46).

$$r_D = \frac{1,42 - 0,96}{2 \cdot 138} = 1,8 \cdot 10^{-3} \text{ Om}.$$

Мощность статических потерь в фиксирующем диоде VD_u:

$$P_{VDu(st)} = I_{VDuAV} \cdot U_{CE(T0)} + I_{VDuRMS}^2 \cdot r_T;$$



Рисунок 27 – Вольт-амперная характеристика фиксирующего диода модуля F3L300R12MT4B23

 $P_{VDu(st)} = 13,4 \cdot 0,6 + 35,8^2 \cdot 1,19 \cdot 10^{-3} = 10,3 \,\mathrm{Br}$.

Суммарная мощность статических потерь в одном модуле:

$$P_{(st)}^{(1)} = P_{VT1(st)} + P_{VT2(st)} + P_{VD1(st)} + P_{VD2(st)} + P_{VDu(st)};$$

$$P_{(st)}^{(1)} = 32 + 45,3 + 0,4 + 0,4 + 10,3 = 88,4 \text{ Br}.$$

Определим среднюю мощность динамических потерь в транзисторах и диодах модуля по формулам, приведенным в [4]. Согласно справочным данным, величины энергий коммутации при номинальном токе I_{Cnom} = 300 A, номинальном напряжении U_{CCnom} = 600 B и температуре 125 °C составляют: $E_{(on)}$ = 34 мДж; $E_{(off)}$ = 28 мДж; $E_{(rec)}$ = 21,5 мДж.

Мощность динамических потерь в транзисторе VT1:

$$P_{VT1(SW)} = f_M \cdot \left(E_{(on)} + E_{(off)}\right) \cdot \left(\frac{I_{Cm}}{I_{Cnom}}\right)^{K_I} \cdot \left(\frac{U_{CC}}{U_{CCnom}}\right)^{K_U} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot [1 + \cos \varphi]\right) \cdot G_I;$$

$$P_{VT1(SW)} = 750 \cdot \left(34 \cdot 10^{-3} + 28 \cdot 10^{-3}\right) \cdot \left(\frac{138}{300}\right) \cdot \left(\frac{573}{600}\right)^{1,4} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot [1 + 0.85]\right) \cdot 1 = 5.89 \text{ Br.}$$

Мощность динамических потерь в транзисторе VT2:

$$P_{VT2(SW)} = f_M \cdot \left(E_{(on)} + E_{(off)}\right) \cdot \left(\frac{I_{Cm}}{I_{Cnom}}\right)^{K_I} \cdot \left(\frac{U_{CC}}{U_{CCnom}}\right)^{K_U} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[1 - \cos\varphi\right]\right) \cdot G_I;$$

 $P_{VT2(SW)} = 750 \cdot \left(34 \cdot 10^{-3} + 28 \cdot 10^{-3}\right) \cdot \left(\frac{138}{300}\right) \cdot \left(\frac{573}{600}\right)^{1,4} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot [1 - 0, 85]\right) \cdot 1 = 9,55 \text{ Br}.$

Мощность динамических потерь в диоде VD1:

$$P_{VD1(SW)} = f_M \cdot E_{(rec)} \cdot \left(\frac{I_{Cm}}{I_{Cnom}}\right)^{K_I} \cdot \left(\frac{U_{CC}}{U_{CCnom}}\right)^{K_U} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot [1 - \cos \varphi]\right) \cdot G_I;$$

$$P_{VD1(SW)} = 750 \cdot 21,5 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{138}{300}\right)^{0.6} \cdot \left(\frac{573}{600}\right)^{0.6} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot [1 - 0,85]\right) \cdot 1,15 = 0,27 \text{ Br}.$$

Мощность динамических потерь в диоде $VD2 P_{VD2(SW)} = 0$. Мощность динамических потерь в диоде VD_u :

$$P_{VDu(SW)} = f_M \cdot E_{(SW)} \cdot \left(\frac{I_{Cm}}{I_{Cnom}}\right)^{K_I} \cdot \left(\frac{U_{CC}}{U_{CCnom}}\right)^{K_U} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot [1 + \cos \varphi]\right) \cdot G_I;$$

$$P_{VDu(SW)} = 750 \cdot 21,5 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{138}{300}\right)^{0,6} \cdot \left(\frac{573}{600}\right)^{0,6} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot [1 + 0,85]\right) \cdot 1,15 = 3,3 \text{ Br}.$$

Величина средней мощности коммутационных потерь в модуле составляет:

$$P_{(SW)}^{(1)} = P_{VT1(SW)} + P_{VT2(SW)} + P_{VD1(SW)} + P_{VDu(SW)};$$

$$P_{(SW)}^{(1)} = 5,89 + 9,55 + 0,27 + 3,3 = 19 \text{ Br}.$$

Определим суммарную мощность потерь в транзисторах и диодах модуля согласно (42).

Суммарная мощность потерь в модуле:

$$\Delta P_K^{(1)} = P_{(st)}^{(1)} + P_{(SW)}^{(1)}; \qquad \Delta P_K^{(1)} = 88.4 + 19 = 107.4 \text{ Br}.$$

Суммарная мощность потерь в транзистореVT1: $P_{VT1} = 32 + 5,89 = 37,9$ Вг.

Суммарная мощность потерь в транзисторе VT2: $P_{VT2} = 45,3+9,55 = 54,9$ Вг.

Суммарная мощность потерь в диоде $VD1: P_{VD1} = 0,4 + 0,27 = 0,8$ Вг. Суммарная мощность потерь в диоде $VD2: P_{VD2} = P_{VD2(st)} = 0,4$ Вг. Суммарная мощность потерь в диоде VD_u : $P_{VDu} = 10,3 + 3,3 = 13,6$ Вг.

Для нахождения суммарной мощности потерь в преобразователе необходимо найденную величину суммарной мощности потерь в модуле умножить на 6 (по числу модулей в преобразователе):

$$\Delta P_{\rm K} = 6 \cdot \Delta P_{\rm K}^{(1)}; \qquad \Delta P_{\rm K} = 6 \cdot 107, 4 = 644 \, {\rm Br}.$$

Оценка КПД преобразователя:

$$\eta_{\Pi} = \frac{P_{_{\rm H}}}{P_{_{\rm H}} + \Delta P_{_{\rm K}} + \Delta P_{_{\rm \varphi}}}; \qquad \eta_{\Pi} = \frac{90 \cdot 10^3}{90 \cdot 10^3 + 644 + 300} = 0,988 \; .$$

Определим необходимость в охладителях СПК и их характеристики, воспользовавшись эквивалентной схемой теплопередачи модуля, приведенной на рис. 28.



Рисунок 28 – Эквивалентная схема теплопередачи модуля

Так как мощности потерь в СПК модуля и их тепловые сопротивления неодинаковы, однако они размещены на общей подложке с достаточно большой теплопроводностью, оценочный расчет теплового сопротивления охладителя $R_{(th)sAm}$ произведем, задавшись температурой перехода прибора, работающего в наиболее тяжелом тепловом режиме (в рассматриваемом примере – транзистор VT2).

Требуемое значение теплового сопротивления охладителя транзистора VT2 находим, задавшись температурой перехода IGBT $T_{j(VT)}$ =

125 °С и определив из справочных данных модуля, что тепловое сопротивление переход – корпус транзистора $R_{(th)jc(VT)} = 0,097$ °С/Вт, а тепловое сопротивление корпус – охладитель $R_{(th)cs(VT)} = 0,03$ °С/Вт.

Температура теплоотвода *Т*_s составит:

 $T_{s} = T_{j(VT2)} - P_{VT2} \cdot \left(R_{(th)jc(VT)} + R_{(th)cs(VT)} \right) = 125 - 54.9 \cdot (0.097 + 0.03) = 118 \text{ °C}.$

Требуемое значение теплового сопротивления охладителя для модуля:

$$R_{(th)sAm} = \frac{T_s - T_{Am}}{P_{VT1} + P_{VD1} + P_{VT2} + P_{VD2} + P_{VDu}} = \frac{118 - 40}{37,9 + 0.8 + 54,9 + 0.4 + 13,6} = 0,575 \text{ °C/}_{BT}$$

Дадим оценку температур переходов остальных приборов модуля, определив из справочных данных на модуль, что тепловое сопротивление переход – корпус одного диода $R_{(th)jc(VD)} = 0,145$ °C/BT, а тепловое сопротивление корпус – охладитель $R_{(th)cs(VD)} = 0,045$ °C/BT:

$$\begin{split} T_{j(VT1)} &= P_{VT1} \cdot \left(R_{(th) \, jc(VT)} + R_{(th) cs(VT)} \right) + T_s; \\ T_{j(VT1)} &= 37,9 \cdot \left(0,097 + 0,03 \right) + 118 = 123 \, ^{\circ}\mathrm{C}; \\ T_{j(VD1)} &= P_{VD1} \cdot \left(R_{(th) \, jc(VD)} + R_{(th) cs(VD)} \right) + T_s; \\ T_{j(VD1)} &= 0,8 \cdot \left(0,145 + 0,045 \right) + 118 = 118 \, ^{\circ}\mathrm{C}; \\ T_{j(VD2)} &= P_{VD2} \cdot \left(R_{(th) \, jc(VD)} + R_{(th) cs(VD)} \right) + T_s; \\ T_{j(VD2)} &= 0,4 \cdot \left(0,145 + 0,045 \right) + 118 = 118 \, ^{\circ}\mathrm{C}; \\ T_{j(VD2)} &= 0,4 \cdot \left(0,145 + 0,045 \right) + 118 = 118 \, ^{\circ}\mathrm{C}; \\ T_{j(VDu)} &= P_{VDu} \cdot \left(R_{(th) \, jc(VD)} + R_{(th) cs(VD)} \right) + T_s; \\ T_{j(VDu)} &= 13,6 \cdot \left(0,145 + 0,045 \right) + 118 = 121 \, ^{\circ}\mathrm{C}. \end{split}$$

Перегрев охладителя относительно окружающей среды $\Delta T_s = T_s - T_{Am}$ составит 118-40=78 °C.

Так как коммутатор преобразователя содержит 6 модулей, для размещения всех модулей на одном охладителе требуемое значение теплового сопротивления охладителя должно быть в 6 раз меньше рассчитанной величины $R_{(th)sAm}$, т.е. 0,0958 °C/Вт.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ ИНФОРМАЦИИ

1. Перетворювальна техніка : підруч. Ч.2 / Ю.П. Гончаров, О.В. Будьонний, В.Г. Морозов та ін.; за ред. В.С. Руденка. – Х.: Фоліо, 2000. – 360 с.

2. High-Power Converters and AC Drives. Bin Wu. Wiley-IEEE Press, 2006. - 352 p.

3. International rectifier. Силовые полупроводниковые приборы; пер. с англ. под ред. В.В. Токарева. 1-е издание. – Воронеж : ТОО МП «Элист», 1995. – 661 с.

4. Ingo Staudt. 3L NPC & TNPC Topology. Application note. Semikron Elektronik. 2012. – 12 p.

5. D. Floricau, G. Gateau, A. Leredde, R. Teodorescu. The efficiency of three-level Active NPC converter for different PWM strategies. Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on, pp. 1-9.

Приложение А

Пример оформления титульного листа пояснительной записки РЗ

Министерство образования и науки Украины

Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»

Кафедра промышленной и медицинской электроники

ПОЯСНИТЕЛЬНАЯ ЗАПИСКА к расчетному заданию по дисциплине «СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ»

Тема: «Выбор и расчет силовых полупроводниковых приборов полупроводникового преобразователя параметров электроэнергии»

Выполнил: студент группы ЭМС-40а /ф. и. о./ /подпись/ Руководитель: /должность, ф. и. о./ /подпись/

Харьков 2014

СОДЕРЖАНИЕ

Введение
Список условных сокращений
1. Порядок выбора требуемых СПК для преобразователя
с МОП-ПТ
2. Особенности выбора IGBT в качестве СПК преобразователя и
оценки мощности потерь в нем
3. Примеры расчета
3.1. Выбор силовых ключей и оценка потерь в трехфазном
АИН с синусоидальной_ШИМ
3.2. Выбор силовых полупроводниковых приборов и оценка
потерь в двухзвенном преобразователе постоянного
напряжения
3.3. Выбор силовых ключей и оценка потерь
в трехфазном трехуровневом АИН с синусоидальной ШИМ
Список источников информации
Приложение А. Пример оформления титульного листа
пояснительной записки расчетного задания

Навчальне видання

ІВАХНО Володимир Вікторович
ЗАМАРУЄВ Володимир Васильович
ІЛЬЇНА Ольга Володимирівна

ВИБІР ТА РОЗРАХУНОК СИЛОВИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ НАПІВПРОВІДНИКОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

Навчально-методичний посібник

Роботу рекомендував до видання проф. В. Т. Долбня

Редактор О.І.Шпільова

План 2013 р., поз. 84.

Підп. до друку . Формат 60х84 1/16. Папір офсетн. Друк – ризографія. Гарнітура – Times New Roman. Наклад 50 прим. Ум. друк. арк. Зам. № . Ціна договірна.

Видавничий центр НТУ «ХПІ». Свідоцтво про державну реєстрацію ДК № 3657 від 24.12.2009 р. 61002, м. Харків, вул. Фрунзе, 21

> Друкарня НТУ «ХПІ». 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21